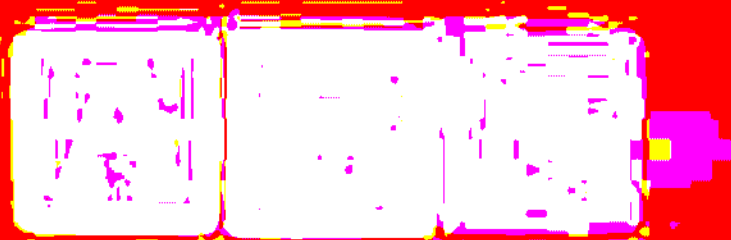
FARE ELETTRONICA

LA RIVISTA DI ELETTRONICA APPLICATA, TECNOLOGIE E PRODOTTI

235

GENNAIO 2005 - ANNO 21 - € 4,50

NOVITÁ

L'ELETTRONICA PER TUTTI!

AL VIA IL NUOVO CORSO CHE TI GUIDERÀ PASSO PASSO ALLA SCOPERTA DELL'ELETTRONICA ANALOGICA

ELETTRONICANDO

per imparare a progettare... ...progettando!

SPECIALE

L'evoluzione del ricevitore Supereterodina

Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Postale - D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano.
In caso di mancato recapito, restituire all'editore che si impegna a pagare la relativa tassa presso il CPM di Roserio - Milano

PRATICA

Tecnica PWM: Variatore di velocità

Il trasformatore: Inverter 12Vdc-220Vac da 40W

TEORIA

Vitamina C: L'uso del processore C

Alimentatori switching: Controllo della tensione di uscita

Applicazioni embedded: Simulatore PLC

www.farelettronica.com

DIRETTORE RESPONSABILE:
Antonio Cirella
a.cirella@farelettronica.com

DIRETTORE DI REDAZIONE:
Tiziano Galizia
t.galizia@farelettronica.com

DIRETTORE TECNICO:
Maurizio Del Corso
m.delcorso@farelettronica.com

DIREZIONE - REDAZIONE - PUBBLICITÁ
INWARE srl
Via Cadorna, 27/31
20032, Cormano (MI)
Tel. 02.66504794 - 02.66504755
Fax 02.66508225
info@inware.it - www.inwaredizioni.it

HANNO COLLABORATO IN QUESTO NUMERO:
Andrea Marani, Maurizio Del Corso, Riccardo Nicoletti, Antonio Di Stefano, Agostino Rolando, Antonio Cecere, Marco Lento, Gianroberto Negri, Romano Bernarducci, Massimiliano Premoli

PROGETTO GRAFICO E IMPAGINAZIONE:
Graficonsult - Milano
info@graficonsult.com

STAMPA:
ROTO 2000
Via Leonardo da Vinci, 18/20
20080, Casarile (MI)

DISTRIBUZIONE:
Parrini & C. S.p.a.
Viale Forlanini, 23
20134, Milano.
Il periodico Fare Elettronica è in attesa del numero di iscrizione al ROC

UFFICIO ABBONAMENTI
PARRINI & C. S.p.a.
Servizio abbonamenti
Viale Forlanini, 23 - 20134 Milano
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@farelettronica.com
Tel. 02.66504794 - Fax. 02.66508225

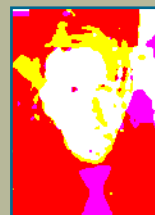
Poste Italiane S.p.a.
Spedizione in abbonamento Postale D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano.
Abbonamento per l'Italia: € 39,00
Abbonamento per l'estero: € 99,00

Per la sottoscrizione degli abbonamenti, utilizzare il modulo stampato in ultima pagina.

Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, al seguente costo:
Numero singolo: € 7,50
Numero doppio: € 9,00
Numero con allegato: € 8,50

Autorizzazione alla pubblicazione del Tribunale di Milano n. 647 del 17/11/2003 INWARE© srl.

Note dalla redazione

Tiziano Galizia
t.galizia@farelettronica.com

2005

Nell'editoriale di Dicembre 2004 ho parlato del concetto di evoluzione e di come Fare elettronica si stia evolvendo verso quella che, senza presunzione, riteniamo possa essere la rivista di elettronica perfetta. Siamo consapevoli che la perfezione è un concetto astratto, ma i fatti dimostrano che stiamo sulla strada giusta: lo dimostrano le tante iniziative avviate lo scorso anno, il numero di utenti che visita il nostro sito ma, soprattutto, i tantissimi nuovi lettori che ci hanno scelto. A tutti voi, cari lettori, vanno i nostri ringraziamenti per lo splendido anno che abbiamo passato insieme, per le bellissime parole di incoraggiamento, gli apprezzamenti e le critiche; siete voi che rendete Fare Elettronica la rivista più "viva" del settore.
Adesso però è giunto il momento di cambiarsi d'abito, di indossare una veste più elegante, più "fresca", ma per festeggiare il nuovo anno che ci aspetta, non ci siamo limitati a questo; vi presentiamo perciò una delle nuove iniziative che è al primo posto nella classifica delle vostre richieste: un corso di elettronica. Preparare un ciclo di lezioni di elettronica non è facile, soprattutto se si vuole essere esaurienti ed allo stesso tempo interessanti e se si vuole "incuriosire" il lettore. L'elettronica è una disciplina di per sé molto complessa: coinvolge la fisica, che ne regola i fenomeni, si avvale della matematica per descrivere tali fenomeni ed utilizza la teoria delle reti elettriche per risolvere circuiti talvolta molto complessi. Ovviamente non è questa la sede dove affrontare l'elettronica da un punto di vista accademico (lungi da noi questa intenzione), ma il nostro intento è quello di avvicinare ad una comprensione "pratica" di questa materia molto affascinante, coloro che possiedono minori competenze.
Elettronicando, è nato con l'intenzione di suscitare il vostro interesse per alcuni argomenti che potrete poi approfondire mediante testi specializzati o, successivamente, su queste stesse pagine. Ciascuna lezione conterrà anche degli esempi pratici per stimolarvi a progettare. Come ausilio informatico utilizzeremo un simulatore circuitale, semplificando la sperimentazione e risparmiando sull'acquisto di componenti e strumenti di misura. Molte altre sono le sorprese che abbiamo in serbo per voi per il 2005. Abbiamo ascoltato (e continueremo a farlo) tutte le vostre richieste, le abbiamo elaborate ed il risultato sarà sorprendente!

Non mi è rimasto molto spazio per parlare degli altri contenuti di questo bellissimo numero, concludo quindi augurandovi, a nome mio e di tutta la Redazione, uno splendido 2005 e rinnovandovi l'appuntamento in edicola a Febbraio.

Note dall'editore

Antonio Cirella
a.cirella@farelettronica.com

Computer, questo sconosciuto!

Chissà in quanti si sono più volte chiesti a chi è rivolta l'incredibile mole di offerte relativa a miracolosi software o convenientissimi sistemi di sviluppo; esiste davvero un pubblico tanto vasto?
Tutti siamo portati a pensare che al giorno d'oggi chiunque possieda ed utilizzi quotidianamente il computer, ma non è così!
Si calcola che oggi ci siano circa 600 milioni di computer in giro per il mondo (cifra raggiunta in oltre venti anni). Esistono paesi con vaste zone ancora molto povere, con infrastrutture vecchie e spesso inesistenti, con un alto tasso di analfabetismo. Da considerare anche l'enorme quantità di lingue e dialetti differenti, che creano non pochi problemi. Hp, ad esempio, ha cercato di risolvere il problema con il Sistema 441, destinato al mercato sudafricano, che prevede quattro tastiere e quattro mouse in modo da far usare un unico computer da quattro persone diverse.
Oltre a diminuire i costi per gli acquirenti, un simile sistema consente, per esempio, di adottare tastiere e sistemi di scrittura di diversi alfabeti.
A chi poi (come me) si chiede quanto sia vero che il commercio elettronico sia ormai un abituale canale utilizzato per la vendita (e gli acquisti) potrà interessare che il suo sviluppo procede molto, molto lentamente.
Soprattutto in Italia infatti, da uno dei più autorevoli e recenti studi sul tema emerge che il commercio elettronico sta assumendo un ruolo sempre più complementare ed integrativo agli altri canali di acquisto.
Questo non significa che esso venga utilizzato in alternativa, ma in maniera complementare. In altre parole, conosco il venditore, conosco la merce, posso quindi "permettermi" di acquistarla online. Questo freno potrà essere probabilmente superato solo quando anche gli operatori prenderanno coscienza ed uniranno le proprie forze con lo scopo di far percepire al pubblico gli indubbi vantaggi di questa modalità di acquisto e continuare ad investire in qualità e servizio, come hanno fatto con eccellenza nell'ultimo anno soprattutto nel settore dei viaggi e del grocery.
Una cifra incoraggiante che emerge è senz'altro il basso tasso di abbandono: solo il 4% dichiara che dopo il primo acquisto non comprerà più. Un po' meno incoraggiante invece è la cifra modesta del volume di affari complessivo di tutto il comparto: 2.373 milioni di euro previsti per il 2004, anche se la crescita è di ben il 97% rispetto al 2003.

Richieste di assistenza

Per richiedere assistenza o chiarimenti sugli articoli pubblicati, vi preghiamo di contattare l'autore, il cui nome ed indirizzo email è sempre riportato sotto il titolo dell'articolo stesso.
Nel caso ciò non fosse possibile potete scrivere a mailbox@farelettronica.com, ricordandovi di specificare il numero della rivista ed il titolo dell'articolo per il quale chiedete chiarimenti, oltre al vostro nome, cognome ed indirizzo e-mail.
Tutte le richieste con informazioni insufficienti o anonime non saranno prese in considerazione.

Collaborare con Fare Elettronica

La redazione di Fare Elettronica è alla ricerca di collaboratori per la stesura di articoli, progetti, tutorials, rubriche e libri.
Le richieste di collaborazione vanno indirizzate a Tiziano Galizia *(t.galizia@farelettronica.com)* e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

Come contattarci

INWARE Edizioni
Via Cadorna, 27/31
20032 Cormano (MI)
Telefono 02.66504794
Fax 02.66508225

Redazione:
redazione@farelettronica.com

Ufficio Abbonamenti:
abbonamenti@farelettronica.com

Elenco inserzionisti

Sommario

235
Gennaio
2005

Pratica

pag. 14

pag. 20

Teoria

pag. 48

pag. 88

Risorse

pag. 100

Speciale

Scrivete a:
MAILBOX
REDAZIONE DI
FARE ELETTRONICA
Inware s.r.l.
Via Cadorna, 27/31
20032, Cormano (MI)

Oppure inviate un'email a:
mailbox@farelettronica.com

Mailbox

Questa rubrica ospita le richieste più interessanti pervenute dai lettori. Per quanto possibile verrà data risposta a tutte le richieste pervenute via email.

MEMORIE FLASH

Spettabile Redazione, sono un vostro affezionato abbonato e vi scrivo perché possiate soddisfare una mia curiosità: conosco il funzionamento e le peculiarità delle memorie eeprom, eprom, nvram, eccetera, ma purtroppo non mi sono familiari le memorie "flash eprom" (chiamate brevemente "flash" se non erro).
Potete gentilmente darmi delucidazioni in merito?
Grazie per l'attenzione.

Filippo Venturini

Le memorie EEPROM vengono scritte e cancellate un byte per volta. La cella di memorizzazione è costituita da un particolare transistore ad effetto di campo detto FLOTOX (FLOating gate Thin OXide) che è una sorta di MOS dotato di due gate di cui uno flottante in uno strato sottile di ossido si silicio (isolante).
Applicando un campo elettrico si riesce ad iniettare o estrarre cariche dal gate flottante, determinando così la chiusura o l'apertura permanente del transistore (quindi la memorizzazione di un valore logico '0' o '1').
La permanenza del dato in memoria è legata alla qualità dell'ossido di silicio: tanto minori sono le perdite nell'ossido, tanto più le cariche saranno vincolate a restare sul gate flottante. La permanenza del dato memorizzato viene misurata da un parametro detto "data retention" e normalmente è dell'ordine di una decina di anni. Le memorie FLASH si basano sullo stesso principio, ma sono strutturate in modo da poter applicare il campo elettrico ad interi blocchi di celle.
In questo modo l'operazione di scrittura/cancellazione risulta molto più veloce in quanto coinvolge un intero blocco di memoria (costituito quindi da più bytes).

DISPLAY LCD

Gentile Redazione, è da poco che acquisto la vostra rivista e ho notato che molto interessante e piena di informazioni, di schemi e quant'altro.
Complimenti! Vorrei sottoporre alla vostra attenzione il mio problema, sperando di avere una risposta.
Ho acquistato a una fiera un display lcd 2x16 della Powertip modello PC1602g e volevo chiedervi come posso collegare questo display alla porta parallela del mio PC.
Tutti i vari schemi trovati su Internet fanno riferimento a display compatibili con l'Hitachi HD44780, ma non so se il mio display è compatibile o meno.
Grazie per la vostra attenzione

Marco Reina

Il display Powertip PC1602g monta un controllore S6A0069X (o un KS0066U) che sono comunque HD44780 compatibili.
Ti informiamo inoltre che sul n.216 (giugno 2003) di Fare Elettronica è stato pubblicato un progetto che prevede proprio l'interfaccia

“Richieste, chiarimenti, dubbi e commenti dai lettori”

tra un display 16x2 e la porta parallela e seriale del PC. In figura 1 il pin-out del modulo LCD PC1602g.

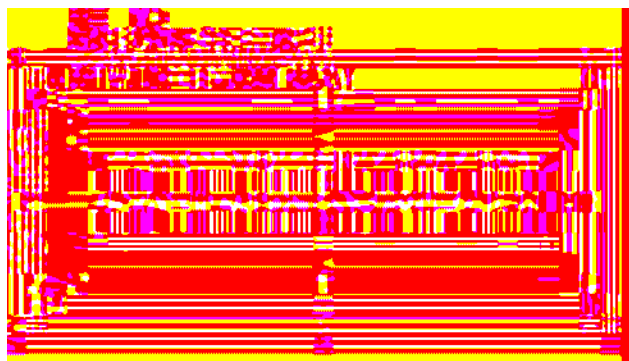



Figura 1 Pin-out del modulo LCD PC1602g

FOTOACCOPPIATORE

Spettabile Redazione, sarei interessato all'uso di un fotoaccoppiatore 4N25 in un mio progetto nel quale devo collegare i +12V della batteria di uno scooter ad un piedino di ingresso del PIC 16F84. Il progetto che ho in mente di fare consiste in un antifurto per scooter: al PIC vanno collegati due sensori (due piccoli finecorsa), un led per visualizzare lo stato della centralina, dei relé per comandare l'accensione delle 4 frecce e del clacson in caso di tentato furto. Vorrei fare in modo che l'antifurto si attivi automaticamente quando la chiave viene disinserita dalla serratura.

A questo scopo ho trovato un cavo (collegato alla serratura del ciclomotore) nel quale è presente la tensione della batteria (circa 13.5V) quando la chiave è inserita.

Proprio da questo cavo vorrei effettuare una derivazione dove collegare il fotoaccoppiatore in modo tale da avere all'ingresso del PIC un segnale di +5V. Come devo fare per dimensionare le resistenze necessarie al corretto funzionamento del fotoaccoppiatore?

Vi ringrazio anticipatamente per l'aiuto.

Pietro Rotundo

Lo schema di collegamento del fotoaccoppiatore è riportato in figura 2. La resistenza R1 deve essere calcolata in modo che nel diodo scorra una corrente Io di circa 10/15mA.

La formula è la seguente:

R1=(13,5V-1V)/Io dove si è assunto che il diodo lavori con una tensione di 1V. Nel caso specifico si può scegliere R1=1,2KΩ (ma si può usare anche 1KΩ o 1,5KΩ).

Per la resistenza di pull-up sul collettore del transistor si può scegliere un valore di 10KΩ (normalmente questa resistenza influisce sulla velocità di commutazione del transistor, ma nella applicazione in esame non ci sono problemi di questo tipo).

È opportuno notare che usando lo schema proposto, l'ingresso del PIC è a livello basso se è presente la tensione di 13.5V (chiane inserita).

È necessario inoltre filtrare la tensione di alimentazione (lo scooter è elettricamente molto rumoroso) inserendo due condensatori in parallelo da 100μF e 100nF tra +5V e massa (e fisicamente molto vicini al PIC) ed un condensatore da 10μF tra 13.5V e massa (all'ingresso di R1).

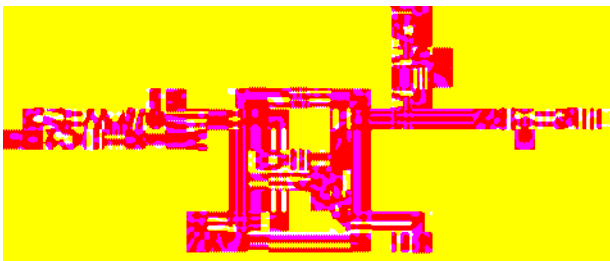
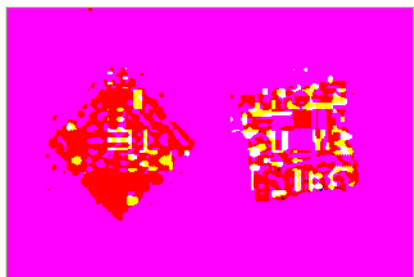



Figura 2 Schema di collegamento del fotoaccoppiatore

News 425

ENCODER-DECODER PER APPLICAZIONI A INFRAROSSI SERIALI IRDA

Agilent Technologies ha presentato il chip encoder-decoder (EnDec) più piccolo del settore destinato a telefoni cellulari e numerose altre applicazioni che richiedono una connettività a infrarossi seriale (SIR). Il modello EnDec presenta un ingombro ridotto del 75% e consente di sfruttare al meglio i ricetrasmettitori a infrarossi (IR) per le comunicazioni senza fili point-to-point in telefoni cellulari e altri piccoli dispositivi portatili.
Il modello Agilent HSDL-7002 SIR EnDec della Agilent Semiconductor Products Group ha un'altezza di 0,8 mm e una base di 4,0 x 4,0 mm. È conforme alle specifiche 115,2 kb/s SIR della IrDA (Infrared Data Association) e viene fornito in un pacchetto a 16 pin quad-flat-no lead (QFN). Il nuovo EnDec offre le stesse prestazioni del modello precedente HSDL-7001 SIR EnDec, ma presenta un ingombro decisamente inferiore e un costo minore del 10-20%.

readerservice.it 425 - 52

RAM DUAL PORT FLEX72 AD ELEVATA AMPIEZZA DI BANDA

Cypress Semiconductor ha annunciato l'ampliamento della propria famiglia di RAM dual port Flex72 a elevata ampiezza di banda con l'introduzione di due nuovi dispositivi. Le memorie a 4 Mbit (CYD04S72V) e a 9 Mbit (CYD09S72V) vanno ad arricchire la proposta della società nel settore delle memorie multiport a 72 bit che già comprende un dispositivo da 18 Mbit attualmente in produzione. La famiglia FLEx comprende dispositivi con densità comprese tra 64 kbit e 18 Mbit caratterizzati da velocità che arrivano a 167 MHz. Oltre all'introduzione di questi nuovi dispositivi, Cypress Semiconductor ha annunciato un percorso evolutivo per le memorie dual port che include parecchie innovazioni tra cui la disponibilità di package miniaturizzati, di versioni ad altissima velocità e la compatibilità a livello di piedinatura con i componenti delle prossime generazioni che saranno disponibili a partire dalla prima metà del prossimo anno.

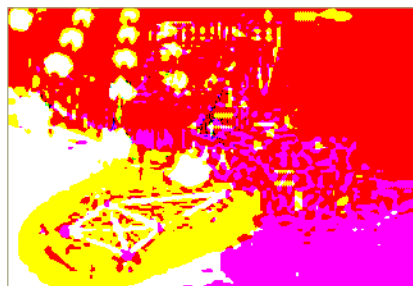
readerservice.it 425 - 53

CONTROLLORI PER CHIP CARD

Infineon Technologies ha offerto controllori per schede a chip che consentono di migliorare la sicurezza di passaporti e carte d'identità elettronici. Con doppia capacità di memorizzazione e caratteristiche all'avanguardia, i chip Infineon sono perfetti per usi in documenti richiedenti doti di sicurezza non manomettibile.
Sle66Clx640P È concepito per le carte d'identità elettroniche in formato chip card, mentre Sle66Clx641P è inteso per integrazioni in passaporti elettronici. Entrambi contengono oltre 50 meccanismi di sicurezza

individuali incorporati nei chip stessi, assicurando che i dati memorizzati godano della massima protezione contro manipolazioni ed usi impropri.

readerservice.it 425 - 54

MICROCONTROLLER CAN IN PACKAGE A 28-PIN

Microchip ha annunciato quattro nuovi microcontroller PIC Flash PIC18F CAN (Controller Area Network) da 28- e 40/44-pin progettati per indirizzare la sempre più consistente domanda di prodotti compatti, economici, a basso consumo, dotati di funzionalità CAN e di una flessibile memoria Flash espressa dagli ingegneri attivi nel settore automotive e industriale. Questi dispositivi sono equipaggiati con l'innovativo modulo ECAN Microchip, una semplice e flessibile interfaccia CAN 2.0B capace di supportare le specifiche CAN di Bosch e di garantire il supporto hardware per il protocollo DeviceNet. I nuovi prodotti offrono fino a 64K byte di memoria Enhanced Flash e integrano la tecnologia nanoWatt, ideata per la riduzione dei consumi.
I microcontroller PIC18F4680, PIC18F2680, PIC18F4585 e PIC18F2585 prevedono 64K byte o 48K byte di memoria programma Enhanced Flash.

readerservice.it 425 - 59

CHIP RESISTORI AL NICROMO

Vishay Intertechnology (Silverstar) ha reso noto di aver aggiunto nuovi dispositivi con un basso Tcr assoluto di +/-10 ppm su tutto l'intervallo delle temperature -55/+125 gradi C alla propria serie Ctn di chip resistori al nicromo. Con eccellente stabilità a livelli di potenza di 250 mW e dimensioni di chip di 0,030 x 0,030 pollici, offrono una singola soluzione flessibile per applicazioni richiedenti distanze Tcr molto più strette tra resistori presenti in posizioni differenti in assemblaggi ibridi. Progettati principalmente per usi in circuiti di retroazione in amplificatori necessitanti di accoppiamento radio, elevata potenza ed allineamento tra due resistori, presentano intervalli di resistenza totale da 1 KΩ a 1 MΩ con tolleranze standard fino a 0,1%.

readerservice.it 425 - 61

DISPOSISITIVO POLYSWITCH

Raychem Circuit Protection, divisione di Tyco Electronics, ha annunciato il nuovo PolySwitch TRF600-150, dispositivo di protezione dei circuiti - per applicazioni di rete e telecomunicazioni. Il TRF600-150 vanta dimensioni ridotte (del 25%) rispetto alla precedente versione.
Il nuovo dispositivo fornisce protezioni ripristinabili in caso di sovracorrente nei telefoni, fax, set-top boxes, sistemi di sicurezza, modem e altre apparecchiature di telecomunicazioni che devono rispettare gli standard UL 60950 e TIA-968-A. Il PolySwitch TRF600-150 si caratterizza per una ridotta tolleranza

della resistenza e una più bassa variazione di resistenza dopo il primo intervento rispetto al predecessore, TR600-150.
L'ingombro ridotto del nuovo dispositivo facilita lo sviluppo di progetti PCB più integrati e permette la sostituzione pin to pin degli attuali progetti.

readerservice.it *425 - 62*

COMMUTATORI ANALOGICI A BASSA TENSIONE

Intersil Corporation annuncia l'introduzione dei commutatori di segnali bidirezionali analogici ISL84714, ISL84715 e ISL84716 MightyMUX, caratterizzati da resistenza ultra-bassa e bassa tensione e destinati all'impiego in telefoni cellulari, smartphones, palmari ed altri prodotti portatili alimentati a batteria.
L'ISL84714 è un commutatore unipolare a due vie (SPDT) con break-before-make (apertura prima di chiusura) garantita, mentre ISL84715 e ISL84716 sono, rispettivamente, commutatori SPST normalmente aperti (NO) e normalmente chiusi (NC). La resistenza di conduzione R(ON) di ciascun commutatore è molto meno di 1 Ohm sull'intera gamma di ingressi, il che riduce la perdita di segnale e migliora i livelli di uscita audio in prodotti portatili a batteria. Quando sono alimentati da una sorgente da 3,3 V, i commutatori presentano una piattezza R(ON) tipica di 0,06 Ohm per (ISL84714) e 0,038 Ohm (ISL84715 e ISL84716), il che rende questi tre nuovi commutatori ideali per l'uso in percorsi a bassa distorsione, come lettori MP3, telefoni cellulari e dispostivi audio CD.

readerservice.it *425 - 64*

IC DI ALIMENTAZIONE

Torex Semiconductor (Acal Italia) ha aggiunto due nuovi membri alla famiglia Xc64xx degli Ic di alimentazione ad elevato contenuto innovativo che integrano un regolatore di tensione Ldo ed una funzione di reset in un unico chip. Xc6413 e Xc6414 forniscono correnti in uscita molto elevate, ridotto consumo di potenza in modalità standby e una vastissima scelta di valori di tensione in uscita. Sono concepiti per aiutare i progettisti ad aumentare la durata delle batterie in applicazioni palmari e portatili. Entrambi sono adatti alla progettazione di cellulari e videocamere ed hanno una gamma estesa di tensioni in ingresso, da 2,0 a 10 V.

readerservice.it *425 - 73*

CARICABATTERIE

Ltc4059A di Linear Technology (Silverstar-Celdis) è un caricabatterie lineare racchiuso in un minuscolo package in grado di caricare batterie a ioni di litio a singola cella a 900 A senza surriscaldare sé stesso o i componenti circostanti. Un progetto di regolazione termica impedisce alla temperatura di giunzione dell'Ic di superare 115 gradi C riducendo la corrente di carica durante funzionamenti a temperature ambientali o potenze elevate. L'Ic è alloggiato in un contenitore Dfn da 2 x 2 mm. La soluzione richiede soltanto due componenti discreti per funzionare ed occupa una piedinatura di 2,5 x 2,7 mm. Le applicazioni comprendono macchine fotografiche elettroniche, apparecchiature di diagnostica e punti vendita portatili, telefoni cellulari, Pda e dispositivi palmari.

readerservice.it *425 - 77*

Come ottenere maggiori informazioni

EONews offre il servizio "reader service" che vi consente, utilizzando l'apposito codice riportato alla fine di ogni news, di ricevere maggiori informazioni.

Visitate il sito **www.readerservice.it** e compilate la cartolina virtuale con i vostri dati, il numero della rivista, questo mese il **425**, ed i numeri di reader service presi dalle notizie che vi interessa approfondire.

EONEWS provvederà, tempestivamente, a contattare le aziende interessate, che invieranno al vostro indirizzo tutta la documentazione disponibile.

Dal blocco note di Fare Elettronica una raccolta di idee da tenere sempre a portata di mano.

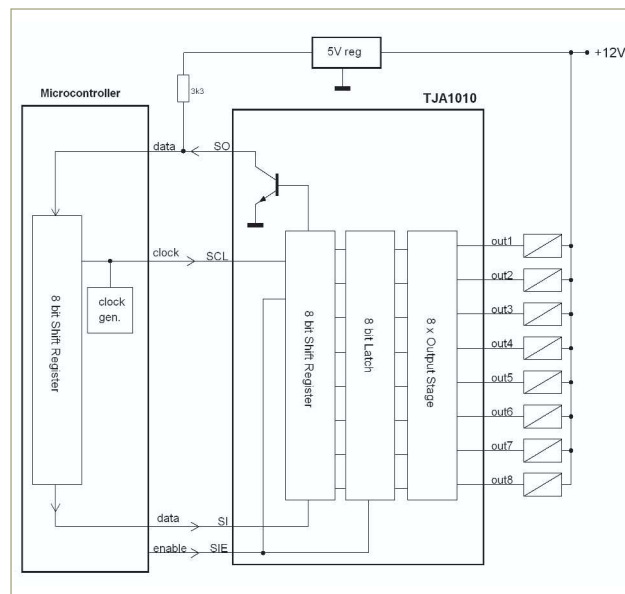
Notepad

Questa rubrica ha lo scopo di fornire degli schemi applicativi o idee di progetto dei componenti elettronici più interessanti, selezionati per voi dalla redazione. Tutti gli schemi presentati sono elaborazioni di quelli ufficiali proposti dai produttori nella documentazione ufficiale.

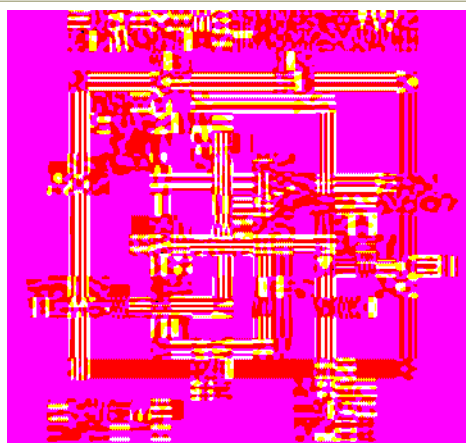
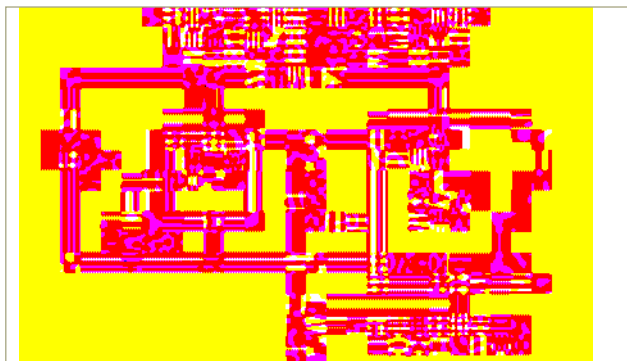
32

UN DRIVER PER 8 RELAYS PILOTABILE VIA SPI

TJA1010 è un circuito integrato nato per il pilotaggio di 8 relays a 12V pilotabile con un micro attraverso un bus SPI (Serial Peripheral Interface). Il TJA1010 è in grado di rilevare malfunzionamenti sulle uscite e notificarli al micro attraverso due pin di status.

In figura è riportato il pin-out e uno schema applicativo impiegante un micro in connessione SPI.

33

AD780: GENERATORE DI TENSIONE DI RIFERIMENTO AD ALTA PRECISIONE

L'AD780 è un generatore di tensioni di riferimento da 2,5V o 3.0V ad altissima precisione. Richiede in ingresso una tensione compresa tra 4.0V e 36V e la tensione di uscita viene generata mediante un circuito bandgap. Può erogare/assorbire fino a

10mA di corrente in uscita. È dotato anche di un pin che consente di avere una tensione di uscita variabile linearmente con la temperatura in un range da 2.5V a 3V.
In figura la struttura interna ed una applicazione come riferimento in un convertitore di precisione AD Sigma-Delta.

34

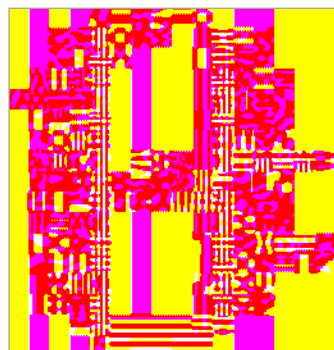
INTERFACCIA COMPACTFLASH PER PICMICRO

Un piccolo adattatore per Compact Flash fornito da Mikroelektronika permette di integrare l'uso di questo tipo di memorie nelle proprie applicazioni.

Utilizzando questo componente sarà possibile leggere e scrivere i dati su Compact Flash di varie dimensioni.
Mikroelektronica fornisce anche le routines in assembler, basic o pascal, per gestione delle CF. In figura l'adattatore e il suo schema elettrico.

35

ADT70: UN CONTROLLER DI TEMPERATURA PROGRAMMABILE

AD70 fornisce tutti i segnali necessari per il pilotaggio di dispositivi RTD (Resistance-Temperature Devices). È possibile misurare e gestire temperature da -50°C a +500°C con un errore di ±1°C. Può essere alimentato a 5 V con tensione singola o duale ed è provvisto di un pin di controllo mediante il quale è possibile portare il sistema in standby limitando fortemente i consumi.
In figura è riportato lo schema a blocchi ed il pinout per il package DIP.

Amplificazione per

Sistema di sonorizzazione specifico per sordi e deboli di udito composto di un amplificatore con particolare trasformatore di pilotaggio per spira induttiva conforme alle nuove normative europee, utilizzabile in sale conferenze, per illustrare monumenti. Occorre che l'ascoltatore utilizzi un particolare otofono con captatore induttivo, presto adottato e prodotto dalla maggior parte delle ditte costruttrici di apparecchi amplificati per otolesi.

Alcuni mesi orsono avevo sentito parlare in ambiente lavorativo di una nuova e particolare tecnica tale da permettere anche a coloro che sono deboli di udito o completamente sordi di ascoltare conferenze, musica oppure ricevere informazioni e annunci, tutto questo tramite l'apparecchio amplificatore, sia con auricolare o osteotrasduttore, tipico per otolesi.
Occorre allora fare un passo indietro: come tutti avrete più volte notato chi non sente molto spesso utilizza un piccolo amplificatore posto vicino all'orecchio che rende udibili i suoni circostanti, generalmente in due differenti modi; il primo mediante amplificatore ed auricolare amplifica solo i suoni ricevuti mentre un secondo tipo, un poco più complesso utilizza un particolare trasduttore osseo che permette l'ascolto dei suoni tramite vibrazioni ossee ed è usato da coloro che sono totalmente impediti nell'udire e a servirsi dell'orecchio. Ebbene, in entrambi i casi la moderna tecnologia e la miniaturizzazione ha permesso di inserire all'interno dell'apparecchio un piccolissimo captatore induttivo a bobina operante assieme al microfono che capterà ciò che viene emesso da un apposito trasmettitore. In questo modo si potrà ascoltare conferenze, partecipare a dibattiti oppure ricevere notizie su monumenti e ascoltare annunci.
Questo nuovo sistema è stato omologato in sede europea e di qui a poco molti dovranno essere i locali equipaggiati con questo sistema.

In definitiva l'idea è semplice: occorre realizzare un amplificatore dedicato a questo tipo di sonorizzazione che al posto dell'altoparlante avrà un trasformatore speciale che traslerà l'impedenza tipica accettata dall'amplificato-

di Andrea Marani
a.marani@farelettronica.com

otolesi

re, 4 o 8 Ohm, in valore molto più basso, da 0,2 a 0,6 Ohm. In questo modo potremo creare un campo induttivo in una grande spira stesa lungo le pareti perimetrali del locale da sonorizzare, il cavo da utilizzare potrà essere di differente sezione a seconda del valore ohmico globale determinato dalla lunghezza del cavo. Appunto per questo motivo il trasformatore di uscita speciale ha più uscite a differenti valori ohmici.

Il circuito presentato permette la sonorizzazione di un ambiente di circa 50 metri quadri. Due amplificatori con due spire potranno raggiungere i 100 metri quadri, tre i 150 metri e così via.

L'amplificatore da me realizzato ha una potenza di 100W massimi e oltre 50W effettivi su 4 Ohm.

La circuitazione adottata non può certamente definirsi hi-fi ed è tipica della più classica tecnica P.A. per garantire robustezza, potenza e basso costo.

Figura 1 Schema di principio amplificatore per otolesi

SCHEMA ELETTRICO

Il circuito si compone di due parti circuitali ben distinte, se bene possiamo dire: di due amplificatori a se stanti, il primo alimentato a 12V ed uno stadio di potenza alimentato a 24V.

Il primo amplificatore, quello a tensione più bassa utilizza un integrato a voi probabilmente molto noto, il TDA2003 che eroga a 12V oltre 4 Watt su di un carico di 4 Ohm, ebbene, nel nostro circuito questo stadio dovrà pilotare il trasformatore sfasatore interstadio.

Abbiamo scelto questo

Figura 2 Schema elettrico

tipo di circuito perché facile da realizzare e funziona molto bene. L'integrato è di tipo pentawatt a cinque piedini e, con pochissimi componenti aggiuntivi, è possibile realizzare un buon amplificatore di bassa frequenza. Il diodo D2, in parallelo all'alimentazione positiva del circuito pilota, fa si di bruciare il fusibile in serie all'alimentazione qualora invertissimo la polarità della stessa, C6 e C7 filtrano e bypassano l'alimentazione continua per l'integrato. Tramite P1 potremo dosare il segnale di ingresso. Occorrono poco più di 100mV per arrivare al clipping. L'integrato è protetto contro i cortocircuiti in uscita, extracorrenti e tensioni, davvero un "muletto".

Al posto del classico altoparlante, l'integrato inietta potenza in un trasformatore il cui primario, per non rendere troppo gravoso il lavoro del TDA2003, ha impedenza di circa 20 Ohm e secondario doppio push-pull in

Elenco componenti

Sigla	Valore	Sigla	Valore
R1	120 Ω 1/2 W 5%	C5	1 μF 16V elettrolitico
R2	820 Ω 1/2 W 5%	C6	1000 μF 16 V elettrolitico
R3	10 Ω 1/2 W 5%	C7	100 nF 63 V poliestere
R4	22 Ω 1/4 W 5%	C8	1000 μF 25 V elettrolitico
R5	2,2 Ω 1/4 W 5%	C9	100 nF 100 V poliestere
P1	47 KΩ trimmer	D1	1N5400
P2	1 KΩ trimmer	D2	1N4001
C1	100 μF 25 V elettrolitico	DZ1	8,2 V 1 W zener
C2	1000 μF 16 V elettrolitico	TR1÷TR3	BDX53C
C3	100 nF 100 V poliestere	IC1	TDA2003
C4	220 μF 16 V eletttrolitico	T1 e T2	vedi testo

salita con rapporto ohmico ed in volt di 1:6+6 (120 + 120 Ohm). La potenza del trasformatore interstadio è di 2W. Il pacco è a lamierini grani orientati per audio.
Come già accennato il circuito si compone di due amplificatori, ora passiamo al setaccio il secondo.
È un veterano dell'elettronica, il push-pull con trasformatori sia in uscita che ingresso, il primo di questi serve a rendere perfettamente simmetrico lo stadio e operante in controfase, i componenti amplificatori sono due darlington connessi a collettore comune che pilotano direttamente il primario del trasformatore di uscita.
Per operare in classe AB e quindi eliminare la distorsione di crossover, tramite R1, R2, P1 e TR3 polarizzeremo i transistori finali.
Regolando P1 determineremo l'ottimo compromesso tra corrente assorbita a vuoto e minima distorsione di incrocio o crossover.
Il transistore TR3 oltre ad essere un buon reostato elettronico, essendo connesso termicamente all'aletta di dissipazione su cui sono connessi i finali, al riscaldarsi dell'aletta diminuirà la tensione di polarizzazione ai transistori evitando l'effetto deleterio della valanga termica. La cella capacitiva tra R1 e R2 stabilizza il lavoro del circuito di polarizzazione dei finali.
Ed ora viene il bello, fin qui si tratta di un comune amplificatore bistadio con push pull in uscita, invece no!
Il secondario di T2 ha uscita multiimpedenza a valori bassissimi, prossimi allo zero ohm in modo da poter generare il capo elettrico induttivo di cui sopra, mediante una grande spira posta tutto attorno alle pareti del locale da sonorizzare. Questo trasformatore dovrà essere realizzato da un bravo avvolgitore secondo le caratteristiche elettriche definite di seguito.
In definitiva lungo le pareti avremo una grossa spira emittente campo magnetico induttivo edil-loop sarà chiuso in alta corrente e bassa tensione. Questo per limitare i problemi relativi all'inquinamento radio elettrico e magnetico.
Chi invece non fosse interessato alla sonorizzazione di questo tipo ma volesse disporre di un amplificatore per utilizzo mobile potrà alimentare tutto a 12V, entrambe le sezioni, e quindi realizzare un trasformatore di uscita con ingresso controfase e uscita 4\8 ohm. In questo caso si potrà realizzare un trasformatore con pacco da 70W, primario

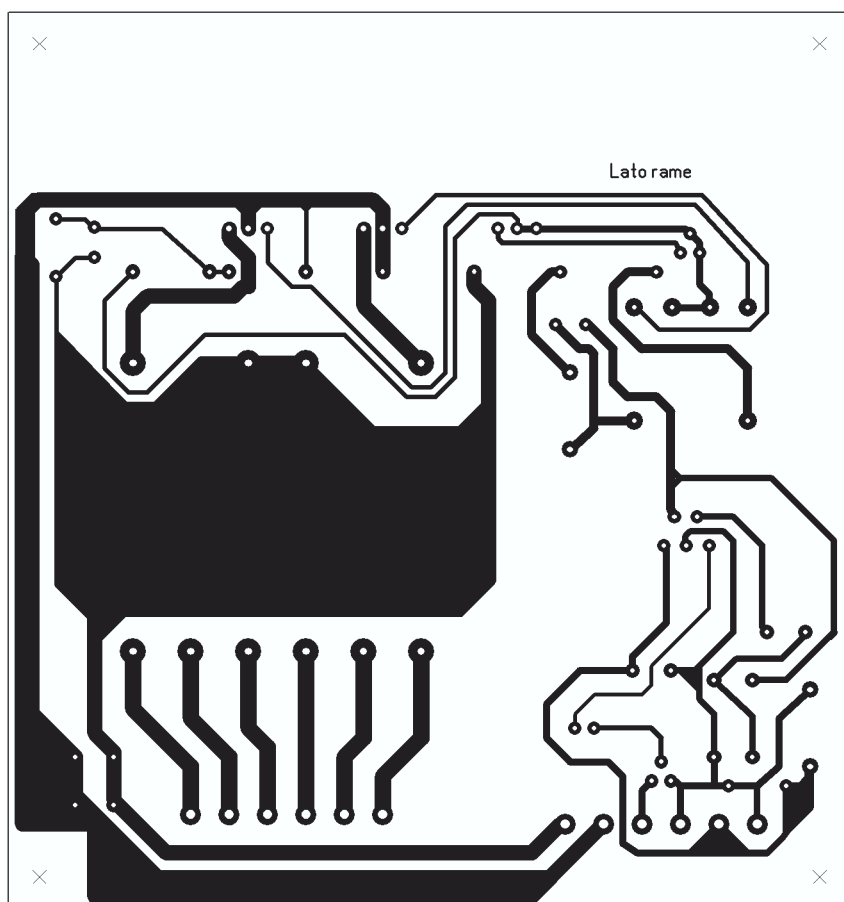



Figura 3 *Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)*

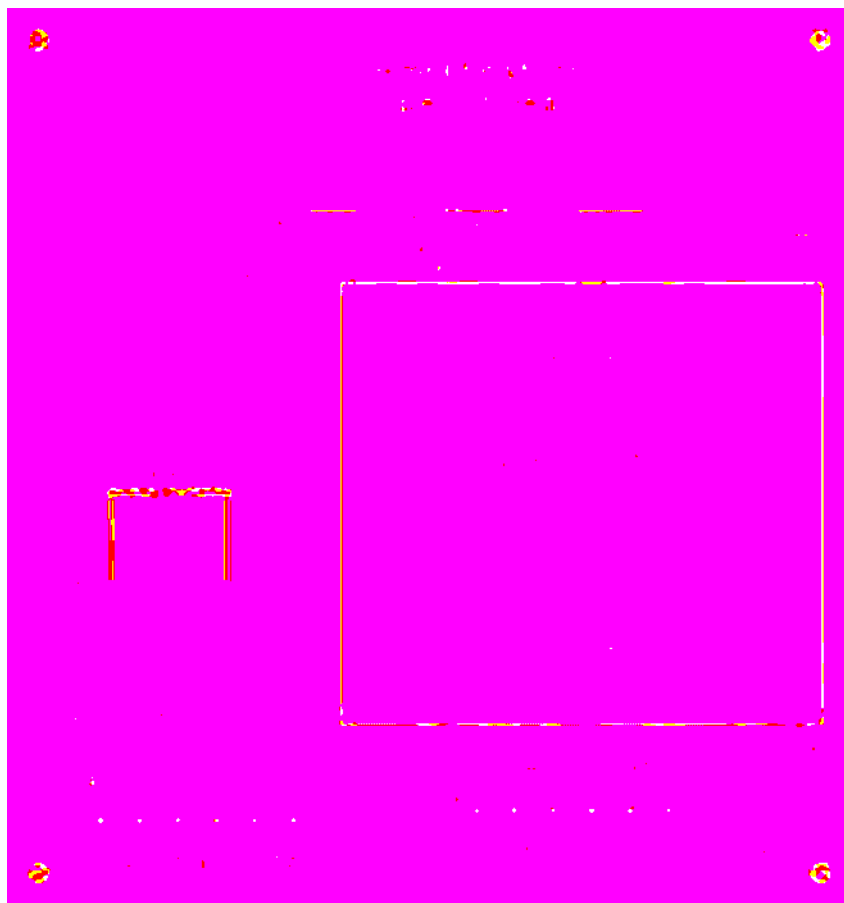



Figura 4 Piano di montaggio

10+10V 5A per ramo e secondario 20V 5A (per 4 Ohm) e 40V 2,5A (per 8 Ohm).

ISTRUZIONI DI MONTAGGIO

Il circuito stampato proposto contiene tutto il circuito compresa l'aletta ed i trasformatori; il montaggio non ha nulla di critico, basterà ricordare di non invertire i componenti, non fare confusione coi resistori, isolare per bene i transistori sull'aletta di dissipazione con kit di mica e vite con passante plastico. Cospargete per bene tutto con grasso siliconico e non dimenticate l'aletta per l'integrato di potenza. Ora, se non avete omesso nulla, se non siete incappati in errori, potrete dare tensione, previo cortocircuito del trimmer P1 e P2 verso massa.
Alimentato e senza carico il circuito dovrà consumare ben poco, correnti nell'ordine della decina di milliamper, ora connettete in uscita una matassa di filo da 1,5 millimetri quadri lunga circa 40 metri, sulla portata 0,6 ohm ed il comune; la corrente non dovrà aumentare finchè non ruoterete di P2, ruotatelo fino a leggere su di un tester in serie al positivo dei 24V, senza segnale in ingresso, circa 60 mA.
Ora il finale è tarato. Potrete stendere la spira tutt'attorno alle pareti o per terra, in modo che sia ben stesa e non ridondante ne posta in modo che faccia volute o anelli. Collegate segnale audio in ingresso e, per fare la prova, dovrete proprio servirvi di un otofono a spira.
Ottimizzerete l'uscita in potenza effettuando differenti prove con le uscite disponibili.
Fatto questo chiudete il circuito entro una scatola ben areata ed il gioco è fatto.

Realizzazione del trasformatore T2

Il pacco da utilizzare è da 70-100W a grani orientati anche nucleo toroidale. Primario 22+22 spire di filo da 1mm smaltato, secondario 4+3+2+2 spira di filo doppio da 1mm.
I valori di T2 per avere uscita 4 o 8 ohm sono: medesimo primario e secondario da 20+10 spire di filo da 1mm.

CONCLUSIONI

Spero che questo progetto serva a migliorare la quotidianità di chi ha problemi con l'udito, perché la passione per l'elettronica, che ci spinge a costruire circuiti sempre più sofisticati spesso solo per il gusto di imparare, si concretizzi in uno strumento utile agli altri.

Lampeggiatore con LED

Con un integrato NE555 e tre diodi led ad alta intensità costruiamo un generatore di lampi visibili anche a distanza di centinaia di metri, si presta quindi perfettamente come segnalatore di emergenza da portare sempre in auto o moto.

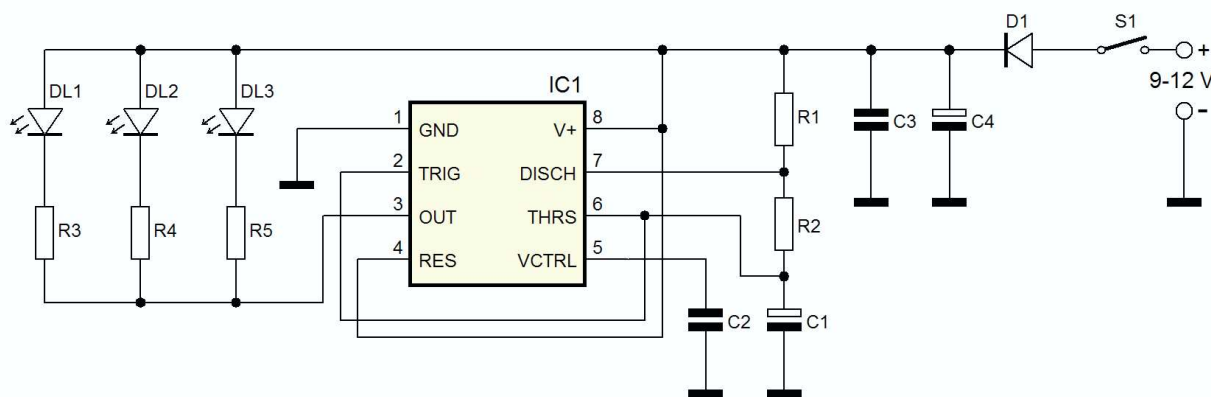
Se alcuni anni fa la costruzione di un simile dispositivo avrebbe comportato l'adozione di una lampada stroboscopica allo Xenon con relativo circuito elevatore di tensione, la moderna optoelettronica ci mette oggi a disposizione diodi LED ad elevata intensità, capaci di emissioni dell'ordine delle 5000 MC (millicandele).

Questi diodi, caratterizzati da una caduta di tensione dell'ordine dei 3 Volt contro gli 1,8 – 2 Volt dei normali LED, sono reperibili in diversi colori tra cui l'originale (e costoso) colore BLU.

SCHEMA ELETTRICO

Per sfruttare al massimo le caratteristiche di questo tipo di LED senza comprometterne la durata, è necessario alimentarli con correnti anche elevate ma ad impulsi di breve durata. Lo schema, finalizzato ad ottenere un lampeggiatore con frequenza di circa 1 Hz, è basato su un NE555 in configurazione di oscillatore astabile. Con gli anodi di DL1÷DL3 connessi alla tensione di alimentazione, l'accensione dei LED richiede dei brevi impulsi negativi da applicare ai catodi; il

Figura 1 *Schema elettrico*

di Marco Lento
sglent@tin.it

ad alta intensità

rapporto di 1 a 10 esistente tra il valore della R1 e quello della R2 determina il duty–cycle dell'oscillatore che è tale da ottenere in uscita (piedino 3) l'impulso negativo della durata di 1/10 di secondo ogni 0,9 secondi, utile quindi ai nostri scopi.

COSTRUZIONE ED UTILIZZO

Realizzato il circuito stampato, il montaggio dei pochi componenti è dei più semplici; ricordo di non modificare i valori R-C per non compromettere la durata dei diodi LED che, nell'esemplare in foto, sono stati scelti del tipo a luce bianca, risultati il miglior compromesso costo/luminosità.

Il prototipo, destinato all'utilizzo come segnalatore di emergenza da tenere in auto, è stato dotato di una pratica spina di alimentazione del tipo per accendisigari (figura 4).
I lampi emessi dal nostro piccolo dispositivo sono più penetranti della luce di qualsiasi fendinebbia.

Elenco componenti	
Sigla	**Valore**
R1	100 KΩ 1/4 W
R2	10 KΩ 1/4 W
R3÷R5	10 Ω 1/4 W
C1	10 μF 25 V elettrolitico
C2	10 KpF 50 V ceramico
C3	100 KpF 50 V ceramico
C4	220 μF 25 V elettrolitico
D1	1N4007
DL1-DL3	Led alta intensità
U1	NE555
S1	Interruttore

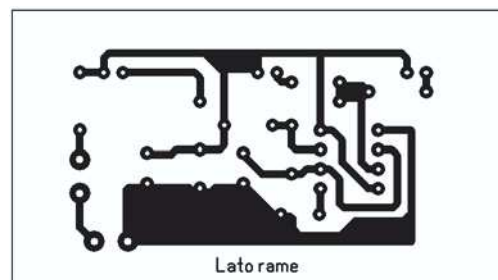



Figura 2 Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)

Figura 3 Piano di montaggio

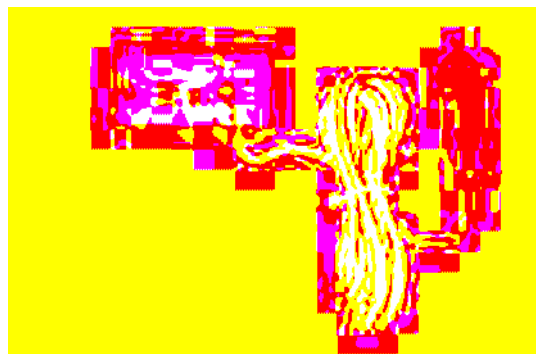



Figura 4 Il dispositivo montato e corredato di cavo con spina per accendisigari

Elettronicando
Breve storia

La storia dell'elettronica potrebbe occupare un intero testo, data la vastità di invenzioni e applicazioni che hanno visto la luce a partire dai primi anni del Novecento.
Se poi si volesse dare spazio ai precursori dell'elettronica che descrissero gli importanti fenomeni fisici che stanno alla base dell'elettromagnetismo, allora forse due volumi non basterebbero.

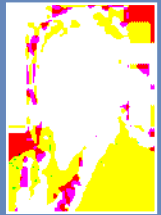
Questa puntata introduttiva del nostro corso di Elettronica si prefigge lo scopo di farci riflettere sul fatto che tutti quei dispositivi di cui oggi disponiamo sono nati dal lavoro di molti fisici e scienziati che hanno speso buona parte della loro vita dentro un laboratorio.
Gli esperimenti elettronici ai primi del Novecento non venivano condotti come potremmo eseguirli noi oggi: i mezzi erano pochi e le risorse ancora meno.
Ci sono stati dei grandi personaggi ai quali noi dobbiamo essere riconoscenti.
Purtroppo questo percorso raramente viene affrontato in un corso di elettronica, ed è altrettanto raro incontrarlo nei testi.
Come introduzione al corso Elettronicando, ci preme quindi che i nostri lettori conoscano una breve panoramica di quei dispositivi che, nel corso del Novecento, ci hanno portato fino ad oggi.

LA SCOPERTA DEI TUBI A VUOTO E LE PRIME APPLICAZIONI

I primi dispositivi elettronici furono dei *tubi a vuoto.* Nel 1904 Fleming (*Sir John Ambrose Fleming* - Lancaster 29/11/1849, Sidmouth 18/4/1945) inventò un dispositivo a due terminali (il diodo) che chiamò "valvola".

Consisteva di un elemento metallico riscaldato *(il filamento)* che emetteva elettroni ed era separato per una breve distanza da un piatto metallico. L'intera struttura era incapsulata nel vuoto (ecco perché tutti questi dispositivi prendono il nome di *"dispositivi a vuoto"* o *"tubi a vuoto"*).
Una differenza di potenziale positiva tra la placca ed il filamento produceva una corrente elettrica, mentre un potenziale negativo riduceva la corrente a zero. Questa proprietà "unilaterale" della valvola la rese utile nel rilievo di segnali radio.
Due anni dopo Pickard (*Greenleaf Whittier Pickard* – Portland 14 febbraio 1877, Newton 8 gennaio 1956) usò un cristallo di Silicio con un *"baffo di gatto"* (cioè un filamento metallico che premeva con la sua punta su una placchetta) come sensore. Questo fu il primo diodo a semiconduttore ma, poiché era del

Figura 1 Sir John Ambrose Fleming inventore della valvola (a sinistra alcune valvole commerciali dei nostri giorni)

di Riccardo Nicoletti
r.nicoletti@farelettronica.com

dell'elettronica

tutto inaffidabile, fu abbandonato.

La prima invenzione importante si ebbe nel 1906, quando *DeForest* (*Lee DeForest* – Council Bluffs 1873, Los Angeles 1961) inventò *il triodo,* all'epoca chiamato audion. L'elettronica di oggi non esisterebbe senza l'invenzione di questo importante dispositivo.

L'audion di DeForest consisteva in un terzo elettrodo (la griglia) posto tra la placca ed il filamento della valvola di *Fleming.* La tensione della griglia controllava il flusso di cariche tra la placca ed il filamento (catodo). Una piccola variazione della tensione sulla griglia aveva come effetto una maggiore variazione di tensione sulla placca, rendendo così il triodo il primo esempio di amplificatore.

Il triodo fu il primo dispositivo a possedere la caratteristica che oggi definiremmo di *"sorgente dipendente"* o *"sorgente controllata"* (riprenderemo tale argomento in seguito). Poiché esso manteneva la proprietà unilaterale della valvola, il triodo era anche un interruttore controllato. Oggi, quasi tutti i dispositivi presentano entrambe le caratteristiche.

Figura 2 *Greenleaf Whittier Pickard in una vecchia foto*

Dal 1911, grazie ad importanti miglioramenti tecnologici, il triodo divenne un dispositivo affidabile e largamente utilizzato per applicazioni di comunicazione telefonica e radiofonica.
Attraverso l'uso dei semplici diodi e triodi disponibili, molti nuovi circuiti furono inventati in quegli anni. Citiamo, fra gli altri, gli amplificatori a cascata e gli amplificatori rigenerativi *(Armstrong, 1912)*, gli oscillatori *(DeForest, 1912)*, il principio dell'eterodina *(Armstrong, 1917)* e i multivibratori *(Eccles-Jordan, 1918).*

Vediamo in breve qual era la situazione industriale dell'epoca.

Figura 3 *alcuni raddrizzatori al cristallo, sviluppati da Bose, Pickard e Dunwoody, utilizzati per uso radiotelegrafico. Il diodo al Silicio sulla sinistra fu prodotto dalla società di Pickard.*

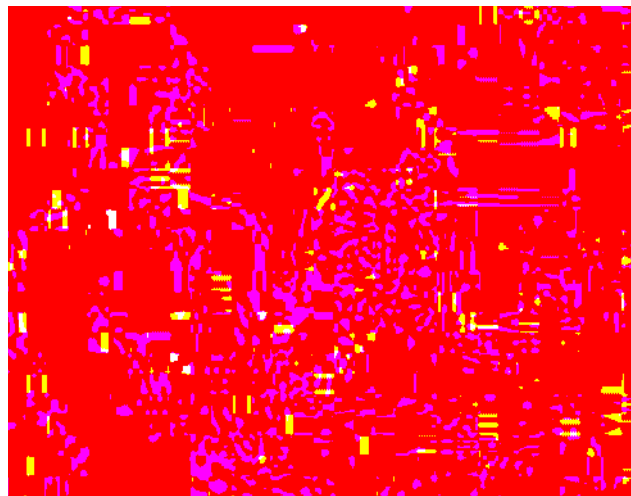



Figura 4 *Lee DeForest nel suo laboratorio*

Le industrie elettroniche

Gli amplificatori ebbero un immediato utilizzo commerciale in applicazioni di telefonia a distanza. I progressi compiuti dalle compagnie telefoniche nella realizzazione dei tubi a vuoto indussero la nascita delle prime industrie di trasmissioni radiofoniche. Intorno al 1925 negli Stati Uniti si contavano fino a 500 stazioni radiofoniche. Già in quegli anni le industrie elettroniche ricoprivano i quattro settori principali: componenti, comunicazioni, computer e controllo.

Componenti - Le industrie di componenti elettronici producevano vari tipi di dispositivi: dai diodi a vuoto ai triodi, fino ai più recenti tetrodi e pentodi, ottenuti aggiungendo un quarto e un quinto elettrodo al triodo, fino ai tubi a gas quali il *thyratron*. Le industrie producevano anche componenti passivi: resistori, condensatori, induttori e trasformatori. Con l'avvento dei nuovi dispositivi furono realizzati anche nuovi circuiti di sintonia a manopola e controllo automatico del guadagno (*"Automatic Gain Control"*, comunemente detto AGC).

Comunicazioni - Il primo sistema di trasmissione radio utilizzava una *modulazione di ampiezza* ("Amplitude Modulation", in breve AM). Per migliorare la fedeltà del segnale e per ridurre l'effetto dell'interferenza atmosferica, nel 1930 *Armstrong* inventò la *modulazione di frequenza* ("Frequency Modulation", ovvero la comune FM).

Nel 1930 apparve la prima televisione in bianco e nero, mentre lo sviluppo del colore risale attorno agli anni '50. La seconda guerra mondiale vide anche lo sviluppo dei sistemi radar, utilizzati quali sistemi di comunicazione radio per ausilio alla navigazione aerea e alla marina navale.
Tra la fine degli anni '20 e i primi anni '30 vennero inventati gli amplificatori a reazione negativa (*Black*, 1927), il limitatore FM ed il discriminatore FM; negli stessi anni vide la luce il generatore di forma d'onda a dente di sega (che fu utilizzato come base dei tempi nei primi oscilloscopi e nei sistemi di deflessione televisiva). In questi anni vennero inventati molti dei nuovi circuiti, necessari per i sistemi di comunicazione televisiva, radar, e per la generazione di impulsi e modulazione. Intorno agli anni '30 si svilupparono anche i primi dispositivi a microonde.

Computer - Sebbene l'industria del computer sia cresciuta a passi da gigante con l'avvento del transistor (quindi un po' di anni dopo), le sue origini risalgono al periodo dei tubi a vuoto. I primi riferimenti ad un computer si hanno nella corrispondenza tra *Schickard* e *Keplero* nel 1633, dove lo scienziato descrive una macchina per effettuare somme, sottrazioni, moltiplicazioni e divisioni. Tale macchina teneva conto anche del riporto aritmetico, quello che comunemente si chiama "carry".
Negli stessi anni anche Pascal (1642) e Leibnitz (1671) ebbero idee simili, ma per arrivare al primo tentativo di costruire un reale calcolatore meccanico occorre attendere altri 200 anni quando, nel 1833, un professore inglese di nome Babbage, realizzò quello che lui stesso definì il suo "motore analitico".
Il primo calcolatore funzionante fu elettromeccanico e non elettronico e fu costruito alla IBM nel 1930. Il suo nome era *Mark I.* Il primo calcola-

Figura 5 Una semplice schematizzazione del triodo con il suo simbolo grafico (a destra)

Figura 6 Edwin Howard Armstrong (1890-1954), l' inventore della modulazione di frequenza

tore elettronico risale invece al 1946 per opera di *P. Eckert, H. Goldstine* e *J.W. Mauchly,* e fu costruito all' Uni-versità della Pen-nsylva-nia. Fu chiamato ENIAC, qua-le acronimo di *"Electronic Nume-rical Integrator And Computer".*
Conteneva ben 18000 tubi a vuoto ed occupava una stanza di 10 m x 13 m. Dal 1946 la IBM cominciò a produrre calcolatori di successo: il modello 603 precedette il 604 (1948) e in dodici anni furono vendute ben 4000 macchine. Per questo si considera il 1948 come l'anno che segnò la nascita dell' industria dei computer e, per coincidenza, il transistor nacque nello stesso anno.

Controllo - Quella che comunemente si definisce come "elettronica industriale" fa capo a tutti quei dispositivi e sistemi utilizzati per il controllo di macchine più che per scopi di comunicazione ed elaborazione.
I dispositivi usati in questo campo erano all'epoca i thyratron, i diodi a gas, i rettificatori ad arco e i tubi ad alto voltaggio ed alta potenza.
Tali dispositivi erano usati in sistemi quali convertitori da corrente alternata a corrente continua (i cosiddetti "rettificatori", o "convertitori AC/DC") ad alta potenza ed alta tensione, convertitori da corrente continua ad alternata (quelli che si chiamano "invertitori", ovvero "convertitori DC/AC") o circuiti di trasmissione ad alta tensione. Le applicazioni comprendevano, tra le altre, il controllo di velocità di motori, la regolazione di tensioni ed una varietà di controllo di processi industriali.

Analisi e teoria

Non dimentichiamoci che, parallelamente agli sviluppi di tipo industriale, qualcuno doveva pur fare qualche conto per sviluppare nuove teorie e nuovi concetti. È infatti significativo anche il progresso analitico e teorico compiuto nella prima metà del Novecento.
Diamo solo qualche nome, dato che questa analisi necessiterebbe di uno spazio ben più ampio. L'analisi dei circuiti e le tecniche di sintesi sono molto fiorenti ai *Laboratori BELL* e al *MIT,* dove *Bode* e *Nyquist* svilupparono la teoria degli amplificatori a reazione.
Shannon negli Stati Uniti sviluppò gran parte della teoria dell'informazione, dando un grande impulso alle tecniche di trasmissione dei dati.

Figura 7 *J.E. Lilienfeld in una rara fotografia dell'epoca*

Sono suoi anche importanti contributi per l'uso dell' algebra booleana nell'analisi e nel progetto di circuiti a commutazione.
Lo studio dei materiali, in particolare delle applicazioni della meccanica quantistica ai solidi, portò a nuovi dispositivi e, più tardi, fu di grande aiuto per l' invenzione del transistor.
In questi anni vennero inventati molti *trasduttori,* che consentirono di tradurre luce, pressione, temperatura ed altre grandezze fisiche in segnali elettrici.
Gli anni '50 furono un'epoca di transizione: segnarono la fine dell'era dei tubi a vuoto e l'inizio dell'intramontabile era del transistor. Oggi tutto è dominato dai dispositivi a semiconduttore e gli ottimi sistemi a valvole sono ormai un pregiato articolo per collezionisti e sofisticati amanti dell'alta fedeltà.

L'ERA DEL TRANSISTOR

L'era dell'elettronica a semiconduttore ebbe inizio con l'invenzione del transistor nel 1948, nonostante le sue origini risalgano a lavori precedenti compiuti tra il 1920 e il 1945. In quegli anni infatti, molti studi furono realiz-

Figura 8 *Il primo transistor "a punta di contatto"*

zati da fisici per descrivere le proprietà elettromagnetiche dei semiconduttori e dei metalli. Notevoli contributi giunsero da *Block, Davydov, Lark-Horovitz, Schottky, Slater, Sommerfeld* ed altri in Università di tutto il mondo. Ci furono anche alcuni tentativi di costruire i primi dispositivi elettronici allo stato solido.
Negli anni '30 *J. E. Lilienfeld* ed *Heil* ricevettero un brevetto per un amplificatore a stato solido, ritenuto il precursore del transistor ad effetto di campo ("Field Effect Transistor", in breve FET).

Sebbene i diodi a semiconduttore fossero largamente usati nei dispositivi a microonde durante la seconda guerra mondiale, occorre attendere il 1945 per assistere al maggiore sviluppo dei dispositivi a semiconduttore. In fondo i tubi a vuoto possedevano gravi limitazioni, non ultima quella di consumare potenza anche a riposo ed il frequente consumo dei filamenti che implicava la sostituzione dell'intero tubo.
Per il necessario miglioramento degli apparati di comunicazione telefonica e radiofonica furono istituiti dei gruppi di ricerca aventi lo scopo di sviluppare un amplificatore a stato solido che riuscisse a sostituire il tubo a vuoto.

Figura 9 *Il palazzo "West Street" della AT&T, che ospitò il laboratorio centrale dal 1925 - A destra F.P. Jewett, nel primo periodo quale direttore dei laboratori Bell Telephone*

La scoperta del transistor a giunzione bipolare

Nel dicembre 1947 fu realizzato un esperimento in cui due elettrodi d'oro ravvicinati vennero pressati sulla superficie di un cristallo di germanio e si osservò che la tensione di uscita all'elettrodo "collettore", rispetto alla "base" di germanio, era maggiore della tensione di ingresso all'elettrodo "emettitore".
Brattain e Bardeen riconobbero che questo era proprio l'effetto che stavano cercando e l'amplificatore a stato solido, nella forma di un "transistore a punta di contatto", era appena nato.
Consideriamo che il termine inglese "transistor" fu coniato successivamente da *J.R. Pierce*, in riferimento alla proprietà del dispositivo di attuare un *"trasferimento di resistenza"* (capiremo questo fenomeno in una delle prossime puntate del corso) da cui appunto "TRANsfer-reSISTOR".
Le prestazioni dei primi dispositivi erano molto scadenti: avevano dei bassi guadagni, basse larghezze di banda ed erano molto rumorosi; le loro caratteristiche variavano molto da dispositivo a dispositivo.
Shockley, il supervisore del gruppo, si rese conto che le difficoltà stavano nei punti di contatto e propose pertanto di realizzare un dispositivo "a giunzione" sviluppando, quasi contemporaneamente alla sua realizzazione, anche la teoria del suo funzionamento.
I nuovi dispositivi si basavano su portatori di carica di entrambe le polarità ed ecco perché furono detti dispositivi "bipolari". Le cariche negative erano elettroni, mentre le altre "strane particelle" (così le definì *Shockely*) potevano essere giustificate con l'ausilio della meccanica quantistica, ma si assunsero comunque come cariche di tipo "positivo". Le lacune, così vennero chiamate

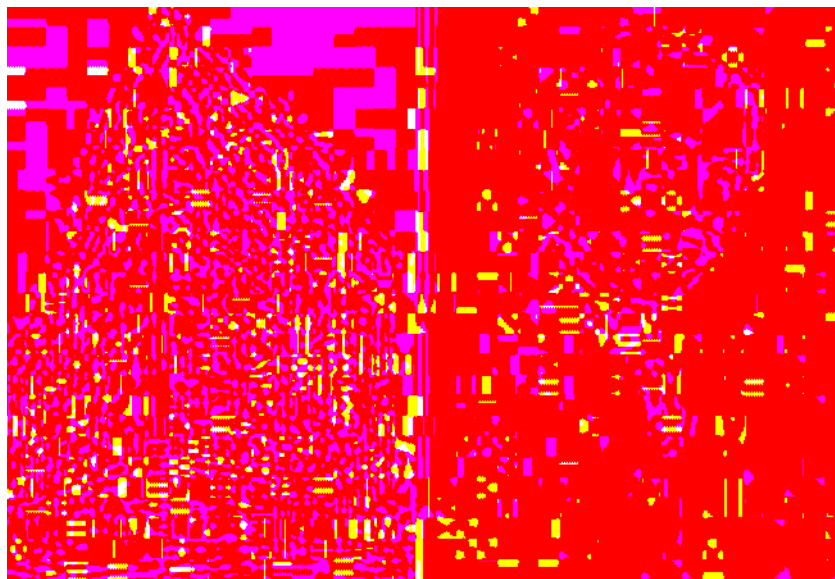
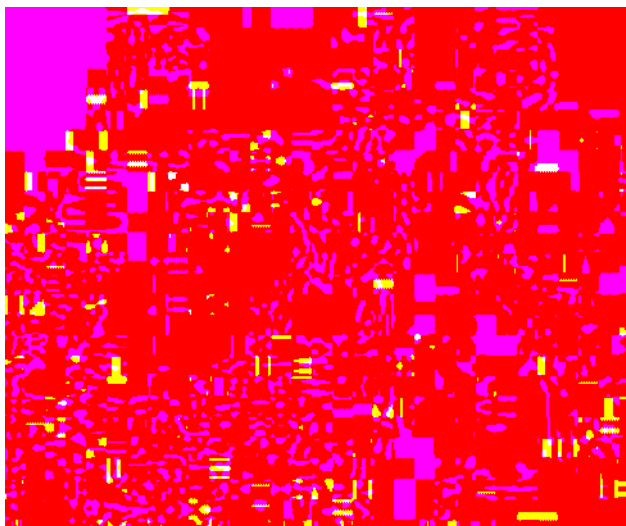



Figura 10 I tre fisici americani W. Shockley (seduto), John Bardeen (sul fondo) e Walter H. Brattain (a destra) durante gli esperimenti che portarono all' invenzione del transistor

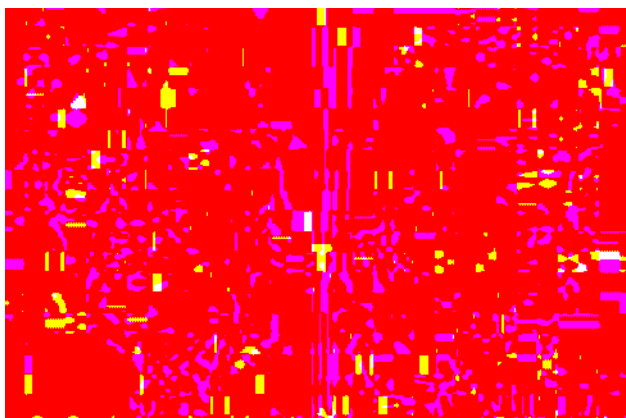



Figura 11 A sinistra, J.S. Kilby – A destra R.N. Noyce, che concepì il circuito integrato praticamente in contemporanea con Kilby

le altre particelle, furono spiegate come "l'assenza di un elettrone all'interno di un cristallo di Silicio". Shockley dimostrò che sarebbe stato possibile ottenere elevate densità di corrente con piccoli potenziali applicati. Da qui, la possibilità di ottenere dispositivi importanti senza la presenza di filamenti riscaldati fu immediatamente palese.

La produzione commerciale dei transistori cominciò nel 1951.
La AT&T (American Telephone and Telegraph) decise di non mantenere segreta la scoperta con altre compagnie; le licenze ed i brevetti furono offerti a chiunque fosse interessato alla produzione di dispositivi.

Le compagnie che costruivano tubi a vuoto quali la *RCA, General Electric, Westinghouse e Western Electric* (la sezione produttiva di AT&T) furono le prime a fabbricare transistor. Un'altra compagnia emergente, la *Texas Instruments,* in un suo laboratorio di nuova costruzione, annunciò la produzione di transistor al Silicio nel 1954. Il Silicio garantiva il funzionamento dei dispositivi fino a 200 °C, mentre il Germanio limitava a 75 °C la regione di uso, a causa dell'elevata variabilità delle sue caratteristiche oltre tale temperatura. Oggi il Silicio ha completamente sostituito il Germanio nel mercato dei dispositivi a semiconduttore.

Gli scienziati *Bardeen, Brattain* e *Shockley* furono insigniti del premio Nobel per la Fisica nel 1956 per la loro invenzione del transistor e per i notevoli studi compiuti per migliorare la comprensione del funzionamento dei semiconduttori.

Questo fu il primo premio Nobel assegnato per l'invenzione di un dispositivo in campo ingegneristico in quasi mezzo secolo.
Molti degli studi fatti per arrivare alla scoperta del transistor bipolare trattavano la variazione della conduttività di un semiconduttore per effetto dell'applicazione di un campo elettrico. Fu così che *Shockley* propose il "transistor ad effetto di campo" ("Junction Field Effect Transistor", JFET) nel 1951, ma i primi tentativi di realizzazione furono del tutto fallimentari. Le difficoltà furono superate con l'avvento dei processi planari e con la passivazione mediante ossido di Silicio. Il primo JFET fu realizzato nel 1958 da Teszner in Francia.

Dal primo transistor ad effetto di campo nacque anche il suo successore, dotato di una struttura metallo-ossido-semiconduttore, e pertanto denominato "Metal-Oxide-Semiconductor FET", ovvero MOSFET.
I miglioramenti tecnologici ottenuti in quegli anni, unitamente alla crescita dell' industria dei

Figura 12 *Un circuito integrato ad alta densità in package TQFP (Thin Quad Flat Pack)*

computer, resero i dispositivi MOS più popolari dei corrispondenti dispositivi bipolari.

L'invenzione dei circuiti integrati

Poco dopo il suo ingresso in *Texas Instruments,* avvenuto nel 1958, *Kilby* ebbe l'idea di sfruttare il Germanio o il Silicio per realizzare un intero circuito. I resistori sarebbero stati formati nel substrato (il cosiddetto "bulk") del circuito oppure "diffondendo" un semiconduttore in un altro; usando degli strati metallici e delle deposizioni di ossido avrebbe realizzato i condensatori. Per dimostrare la fattibilità della sua idea, egli mostrò un esempio di oscillatore a "circuito solido" ad un simposio avvenuto nel 1959. Questo dispositivo fu chiamato in seguito "circuito integrato".

Quasi allo stesso tempo Noyce perfezionò altre idee, come ad esempio il metodo per utilizzare le giunzioni pn, per isolare dispositivi tra loro, e come realizzare le interconnessioni vaporizzando del metallo attraverso finestre aperte negli strati di ossido (*Noyce* era il direttore del settore R&D della *Fairchild* e dopo divenne uno dei fondatori di *Intel*).
Ci stavamo avvicinando al transistor ottenuto tramite processo planare, in cui la base e l'emettitore erano realizzati per diffusione all'interno della regione di collettore (queste informazioni risulteranno più chiare tra qualche tempo…).
I primi transistori diffusi furono realizzati da *Hoerni* alla *Fairchild Semiconductor* nel 1958. Successivamente si riuscì ad ottenere i "chip" dai wafer di Silicio, si aggiunsero gli strati passivanti, i processi fotolitografici ed il perfezionamento dei processi diffusivi inventati in precedenza da *Noyce* e *Moore.* Dal 1961 la *Fairchild* e la *Texas Instruments* producevano transistor commercialmente.

Le industrie microelettroniche

Al giorno d'oggi, oltre ai singoli componenti, anche piccoli sistemi e sistemi più complessi, contenenti centinaia di migliaia di componenti, possono essere realizzati su un singolo

Il micrometro

Nel campo delle tecnologie elettroniche, come del resto in elettromagnetismo, si ha a che fare con lunghezze molto piccole. Il progresso delle tecnologie elettroniche ha portato alla realizzazione di circuiti integrati aventi ingombri ridottissimi e contenenti, al loro interno, diversi milioni di componenti. Gli spessori di questi componenti sono dell'ordine del millesimo di millimetro.
Un millesimo di millimetro, ovvero un milionesimo di metro, è chiamato micrometro. Inversamente, un millimetro è composto da mille micrometri. Tale unità di misura si esprime anteponendo al simbolo del metro "m" la lettera greca μ (si pronuncia "mi") che funge da prefisso. Un millimetro è quindi composto da 1000 micrometri. In tal modo lo spessore di 0.3 mm, citato in precedenza, rappresenta trecento millesimi di millimetro, ovvero 300 mm. Scrivendo una facile equivalenza si ha:

0.3 mm = 0.3 x 1000 μm = 300 μm

chip di Silicio.
Si pensi semplicemente ad un microprocessore, classico esempio di questa tipologia di dispositivi.
Il termine "microelettronica" si riferisce in particolare al progetto e alla realizzazione di questi dispositivi, contenenti al loro interno "un' alta densità" di componenti.
Nel 1964 *Moore* (che fu direttore della ricerca alla *Fairchild* e poi tra i fondatori di *Intel*) notò che il numero dei componenti, contenuti all'interno di un chip, era raddoppiato ogni anno dal 1959 (e questa regola è conosciuta proprio come "legge di Moore"). Egli aveva previsto correttamente che questa tendenza sarebbe continuata.
Un grande circuito integrato ha una superficie di circa 3 x 5 mm ed uno spessore di circa 0.3 mm (quasi 3 volte lo spessore di un capello umano).

Dal 1984 questi circuiti possono contenere oltre 400000 componenti, corrispondenti a circa 30000 componenti per millimetro quadrato. Si arrivò a queste densità per gradi: nel 1960 i circuiti venivano realizzati in scala di piccola integrazione SSI (Small-Scale Integration) e contenevano meno di 100 componenti; nel 1966 si passò alla scala di media integrazione MSI (Medium-Scale Integration) e si arrivò fino a 1000 componenti; la scala di larga integrazione LSI permise di realizzare fino a 10000 componenti, limite che fu superato nel 1975 con l'avvento della scala ad integrazione molto larga VLSI (Very-Large Scale Integration) che permise la realizzazione di circuiti con oltre 10000 componenti.

Prospettive future

Le tecnologie elettroniche hanno compiuto passi da gigante negli ultimi anni ed i risultati raggiunti sono sotto gli occhi di tutti.
Disponiamo di telefoni cellulari miniaturizzati equipaggiati con circuiti elettronici che rendono disponibili le funzioni più impensabili, i nostri personal computer domestici hanno ormai raggiunto prestazioni sorprendenti e l'elettronica, cosiddetta "di consumo", circonda la nostra vita quotidiana.

La tecnologia planare, con cui si costruivano i primi transistor discreti, ha lasciato il passo a metodologie di costruzione avanzatissime che consentono ormai di inserire parecchi milioni di dispositivi in un circuito integrato di pochi millimetri quadrati di superficie.
Le previsioni per l'anno 2010 (che non è così lontano!) ci dicono che saremo capaci di realizzare dispositivi con tecnologia di 0.07 mm, contenenti fino a un miliardo di componenti

Riferimenti bibliografici e collegamenti ipertestuali

Verranno riportati, per ciascuna puntata, alcuni riferimenti bibliografici (o collegamenti a Siti Internet) ritenuti interessanti per approfondire gli argomenti trattati. L'autore è a disposizione dei lettori per ulteriori consigli o suggerimenti.

1. J.E. Williams, F.E. Trinklein,G. Bottai, A. Maggi – Fisica Moderna, Edizioni Cremonese, 1979, Firenze
2. J. Millman, A. Grabel – MICROELECTRONICS, Second Edition, McGraw-Hill, 1987
3. The Nobel e-Museum - http://www.nobel.se/index.html

e frequenze di lavoro dell'ordine di 10 GHz!
Il mondo delle telecomunicazioni (e quindi parallelamente quello dell'elaborazione delle immagini) richiede dispositivi sempre più avanzati e con capacità sempre più spinte.
Chissà cosa ci riserverà il domani…

RINGRAZIAMENTO

Desidero ringraziare il *Prof. Emilio Borchi,* docente di Fisica Generale alla Facoltà di Ingegneria dell'Università di Firenze, per avermi fornito alcune foto "storiche", oltre ad alcuni preziosi suggerimenti e osservazioni.

GLI STRUMENTI NECESSARI

Il Corso percorrerà alcuni argomenti ritenuti "di base" nell'elettronica analogica. L'intento dell'autore è quello di incuriosire i lettori spingendoli ad approfondire per proprio conto quanto verrà detto in queste pagine.
Con una parte teorica minima, saranno proposti numerosi esempi pratici ed il lettore potrà contare sull'aiuto di un simulatore di circuiti chiamato *Cadlogix*.
Simulatore a parte, ci sono alcuni "strumenti" necessari da cui non potete prescindere.
Dotatevi di *un multimetro* (il comune "tester", analogico o digitale andrà comunque bene!) e tenete a portata di mano un blocco note, una penna ed una calcolatrice.
Quando verrà il momento di utilizzare il simulatore sarete avvertiti ed allora accenderete il vostro computer.
Ci sono altri "strumenti" che non possono mancare: la vostra curiosità e la voglia di sperimentare, progettando! Questi sono strumenti davvero indispensabili: non smettete mai di domandarvi il "perché" delle cose, non rinunciate a capire "come" funziona un certo dispositivo o un determinato circuito. Questa è la bellezza di "sperimentare"…

CADLOGIX: Il simulatore di circuiti elettrici

CadLogix (www.alterlogix.it) è un potente programma per la progettazione elettronica, le cui numerose potenzialità verranno scoperte durante lo svolgimento del corso.
Diamo solo una breve panoramica delle caratteristiche generali e dei requisiti per la sua installazione.
Cadlogix consente in maniera semplice e rapida di:

- Creare disegni e schemi elettrici ed elettronici professionali, sfruttando pienamente la potenza e l'integrazione offerta da Windows.
- Gestire le librerie di componenti e modelli.
- Simulare circuiti analogici e digitali.

Molte delle funzioni di base del programma (menu, barre degli strumenti e tasti di scelta rapida) sono simili a quelle della maggior parte delle applicazioni *Windows* ed in particolare delle applicazioni di *Office.* Chi è abituato all'uso di tali applicativi si troverà immediatamente a proprio agio nell'utilizzare *CadLogix.*

È possibile utilizzare *gli appunti di Windows* per tagliare, copiare e incollare tutto o parte di un disegno da *CadLogix* in un altro programma, ad esempio un documento *Word,* selezionando gli appositi comandi presenti nel menu Modifica.
Allo stesso modo è possibile incollare testo o parti grafiche da altri programmi in un disegno *CadLogix,* oppure si può utilizzare il collegamento e l'incorporazione di oggetti (OLE) per inserireoggetti provenienti da altri programmi nel disegno *CadLogix.*
La gestione multi documento (MDI, multiple-document interface) del programma permette di aprire contemporaneamente più documenti e di lavorare su di essi in modalità *drag-and-drop*.
Per tagliare, copiare e incollare un oggetto da un documento all'altro è sufficiente cliccare l'oggetto e trascinarlo sul documento di destinazione.
Le funzioni di aiuto disponibili nell'editor consentono una maggiore precisione e velocità di disegno.

Ad esempio le funzioni di snap individuano i punti notevoli degli oggetti consentendo di tracciare con precisione gli elementi del disegno, mentre la funzione di collegamento automatico degli oggetti elettrici rende inutile il posizionamento dei punti di giunzione.
È possibile estendere le funzioni del programma mediante il linguaggio di programmazione delle macro incluso nel programma stesso.

Ad esempio è possibile creare una procedura per importare un disegno memorizzato in un formato per il quale non è fornito un appropriato filtro d'importazione.
Per la scrittura delle macro è disponibile un apposito editor con help sensibile al contesto. È sufficiente premere il tasto F1 per avere una descrizione completa del termine, appartenente al linguaggio macro, su cui è posizionato il cursore del testo.

CadLogix dispone di un editor specifico per la realizzazione dei file di libreria consentendo una gestione razionale ed efficiente delle librerie di simboli e di componenti.
Il simulatore analogico può simulare circuiti contenenti soltanto componenti analogici (con standard *SPICE*), circuiti misti con componenti analogici e digitali oppure circuiti contenenti soltanto componenti digitali.
Per la simulazione di circuiti contenenti soltanto componenti digitali è più conveniente usare il simulatore digitale (Comandi del menu DigitalSim) che consente di analizzare più velocemente e più in dettaglio il funzionamento dei circuiti digitali.

Ecco i requisiti hardware e software necessari per l'installazione del programma:

- Processore: *Intel Pentium IV o simile.*
- Sistema Operativo: *Microsoft Windows 98 o successivo, Microsoft Windows NT 4.0 o successivo, Microsoft Windows 2000, Microsoft Windows XP.*
- Memoria RAM: appropriata per il sistema operativo in uso (consigliati 128 MB).
- Spazio su disco fisso: almeno 150MB.
- Scheda video: con risoluzione di 1024x768 pixel o superiore.
- Mouse o altra periferica di puntamento compatibile.

LA PROSSIMA PUNTATA

Nella prossima puntata impareremo quali materiali giocano un ruolo fondamentale in elettronica e quali sono gli ingredienti fondamentali che compongono un circuito elettrico. Vedremo cosa si intende con il termine "semiconduttore", da cosa sono composti i circuiti elettronici, cos'è un resistore, un condensatore ed un induttore e come realizzare alcuni semplici collegamenti.

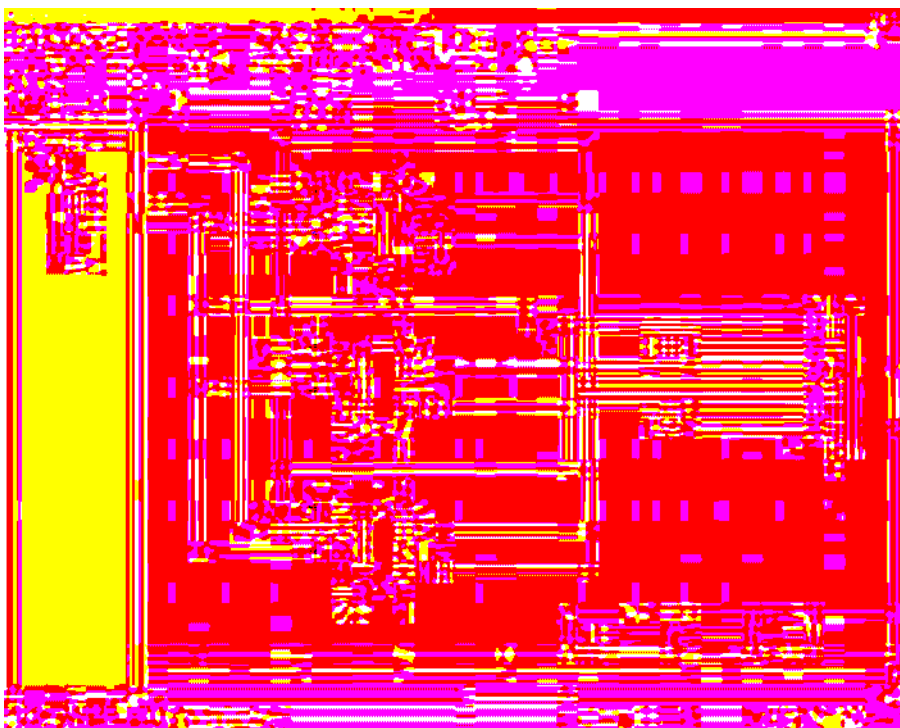



Figura 13 *La schermata principale del software Cadlogix*

Lampade per elettronica

PORTALAMPADE 24W

Phillip H. Smith

Phillip Hagar Smith è propriamente noto come l'inventore della "Carta di Smith", uno strumento fondamentale nel campo dell'ingegneria elettronica e delle microonde. Essa ha dato un notevolissimo contributo allo sviluppo della teoria delle linee di trasmissione.

LA FAMIGLIA

Phillip Smith nacque a Lexington, Massachusetts, il 29 aprile del 1905, da *George Smith* e *Rose Whitney.* La madre era discendente di *Eli Whitney*, personaggio di grande creatività che fu tra i protagonisti della Rivoluzione Industriale Americana, passato alla storia come l'inventore della macchina sgranatrice per il cotone ("cotton gin", 1790, figura 2), strumento che diede un forte contributo alla diminuzione della schiavitù in America.

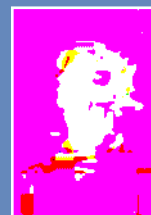
GLI STUDI

Durante il corso dei suoi studi, al *Tufts College*, il giovane Phil si dedicò con passione alle attività radioamatoriali.
Tra i suoi hobby preferiti, gli piaceva particolarmente suonare la tromba nella band dell'Istituto e viaggiare sulla sua *Harley Davidson* 4 cilindri.
Al completamento degli studi, Smith ottenne la laurea in ingegneria nel 1928, con specializzazione in Comunicazioni Elettriche.

ESPERIENZE DI LAVORO

Nel '28 Phillip Smith entrò a far parte dello staff tecnico dei laboratori della *Bell Telephone*, Dipartimento Ricerche Wireless, ove lavorò sotto la direzione di *J.C. Schelleng*.
Come prima occupazione, fu assegnato al progetto e all'installazione di un apparato trasmittente dotato di antenna direzionale per broadcast AM commerciali.
Nel 1929 collaborò ad un sistema d'antenna presso *Lawrenceville* dedicato ai collegamenti a onde corte verso l'Europa e il Sud America.

Lo strumento matematico che veniva maggiormente utilizzato a quei tempi per la determinazione delle caratteristiche delle linee di trasmissione ad alta frequenza era l'equazione di *Fleming* (1911). Nel 1932 Smith propose un metodo alternativo per rappresentare l'impedenza delle linee di trasmissione. I suoi risultati vennero pubblicati in un articolo intitolato "Linee di trasmissione per sistemi radio a onde corte", presentato al simposio tenutosi in occasione del 20° anniversario dell'*IRE*, nell'aprile del 1932.

di Agostino Rolando
a.rolando@farelettronica.com

Questo documento conteneva già i presupposti che portarono Smith, nel corso degli anni successivi, alla creazione della omonima Carta.

Per esigenze di lavoro, Smith dovette affrontare il problema concreto di effettuare l'adattamento della linea di trasmissione all'antenna.
Considerando il campo di frequenze utilizzate e la conseguente taglia piuttosto ingombrante delle antenne, i procedimenti tradizionali che venivano messi in atto per le misure erano alquanto complessi e laboriosi. Il sistema di misura impiegava un ponte a termocoppia e un microvoltmetro; il dispositivo veniva spostato lungo la linea di trasmissione per determinare l'ampiezza relativa e la posizione del massimo e del minimo del segnale lungo la linea stessa.
Per linee collocate ad una certa altezza questo metodo richiedeva la presenza di due operatori: il primo faceva scorrere il sensore lungo la linea, mentre il secondo leggeva l'indicazione con un cannocchiale. Era un sistema piuttosto primitivo, ma funzionale.
Questa era dunque la metodologia di lavoro che veniva utilizzata dai laboratori della Bell Telephone quando Smith vi fu assunto.

Figura 2 *Brevetto del "Cotton Gin"*

Per coloro che ne conoscevano il carattere meticoloso e perseverante, non ci fu nessuna sorpresa quando egli si mise all'opera per ideare un metodo per rendere più semplice il lavoro.Partendo dall'equazione di Fleming, con l'intenzione di semplificare la soluzione per i calcoli della linea di trasmissione, egli sviluppò una prima rappresentazione grafica in coordinate cartesiane.
In seguito il diagramma gradualmente si perfezionò attraverso una serie di passi successivi.
La carta rettangolare iniziale aveva ancora una limitazione nel range dei valori che poteva trattare.
Smith, consapevole di tali limitazioni, continuò a lavorarci su finché, ad un certo punto, nel 1936 arrivò a concepire un nuovo tipo di rappresentazione che eliminava la maggior parte delle iniziali limitazioni. La nuova carta rappresentava i dati in coordinate polari, e come tale includeva tutti i possibili valori di impedenza.
I valori per questo tipo di diagramma erano stati ricavati e scalati a partire dal precedente servendosi di una trasformazione matematica conforme.

Le curve di impedenza, in questa versione, non erano ancora ortogonali e non erano cerchi regolari (come avviene nella carta usata oggigiorno), ma in compenso il rapporto onde stazionarie era rappresentato linearmente.
Phil immaginava che una grigliatura con cerchi ortogonali potesse essere più pratica; avrebbe offerto determinati vantaggi, in particolare riguardo la riproducibilità.
Con queste idee in mente, Smith ricercò uno scambio di opinioni con due suoi collaboratori, *E.B. Ferrel e J.W. McRae.*
Per la loro familiarità con i principi delle trasformazioni conformi, essi furono in grado di perfezionare il meccanismo di trasformazione, fino a comprendere tutti i dati di impedenza, da zero a infinito.
Inoltre, risultò vantaggioso che le curve a SWR costante, attenuazione costante e a coefficiente di riflessione costante fossero tutti cerchi coassiali con il centro del diagramma.
La prima carta, tracciata con tali criteri, risale agli inizi del 1937. L'aspetto era sostanzialmente quello ancora in uso attualmente (figura 3).

In seguito, Smith iniziò a contattare le maggiori riviste tecniche allo scopo di rendere di pubblico dominio la sua rappresentazione, ma l'argomento non fu accolto con molto interesse da parte degli editori.
Non vi erano molte riviste tecniche al tempo,e nessuna che si occupasse specificamente del campo delle microonde.
Infine, nel gennaio del 1939, dopo un'attesa di due anni, l'articolo fu dato alle stampe e comparve su "Electronics".

Va ricordato che vi furono molti esperti che idearono analoghe rappresentazioni per il progetto di linee di trasmissione. Alcune ebbero anche brevi periodi di popolarità, ma bisogna riconoscere che fu solo la particolare perseveranza di Smith che permise di ottenere una metodica effettivamente utilizzabile nella pratica.
Non fu facile allo stesso Smith convincere la comunità degli addetti ai lavori dell' utilità della propria rappresentazione. Una delle prime persone che si resero conto del valore della Carta fu a *A.G. Fox*, dei *Laboratori Bell*, il quale ne fece uso nel 1939 per studi sulle guide d'onda.

Quando finalmente, nel 1940, fu costituito il laboratorio wireless del *M.I.T.*, l'efficacia della Carta di Smith fu effettivamente riconosciuta ed essa divenne uno strumento d'uso corrente. I tecnici del M.I.T. ne furono i primi entusiasti utilizzatori, tanto che è difficile pensare ai traguardi raggiunti dal *MIT Radiation Laboratory* senza il contributo del diagramma di Smith.

Nel 1944 Phillip Smith pubblicò un articolo con la descrizione degli ulteriori perfezionamenti, tra cui il fatto di riunire in un'unica rappresentazione sia i valori di impedenza che quelli di ammettenza.

Nel 1958, il primo numero del *Microwave Journal* dedicò a Smith una nota biografica, che consentì di portare l'intera comunità scientifica a conoscenza del suo importante contributo.
In una successiva serie di articoli della rivista, *George Southworth* si soffermò con dovizia di particolari sugli impieghi della Carta in differenti campi di applicazione.

La Carta di Smith, fin dalla sua formulazione iniziale, non fu il frutto di un improvviso lampo di genio. Infatti, le idee di Smith richiesero molto tempo per arrivare alla piena maturazione. Tuttavia, come scrisse lo stesso Southworth, "si deve alla sua grande fiducia in se stesso se egli non lasciò che la sua idea si estinguesse, ma la perfezionasse fino a farle raggiungere il massimo grado".

Oggigiorno, nonostante l'enorme diffusione di potenti strumenti di misura e tools software di progetto a RF utilizzabili su computer, l'importanza della Carta di Smith non è affatto diminuita.
Infatti, il diagramma polare, anche se visualiz-

zato sul monitor di un computer, costituisce ancora oggi la più sintetica forma di visualizzazione dei risultati.

ULTERIORI RICONOSCIMENTI

Anche se non avesse inventato la Carta che porta il suo nome, Phillip Smith avrebbe

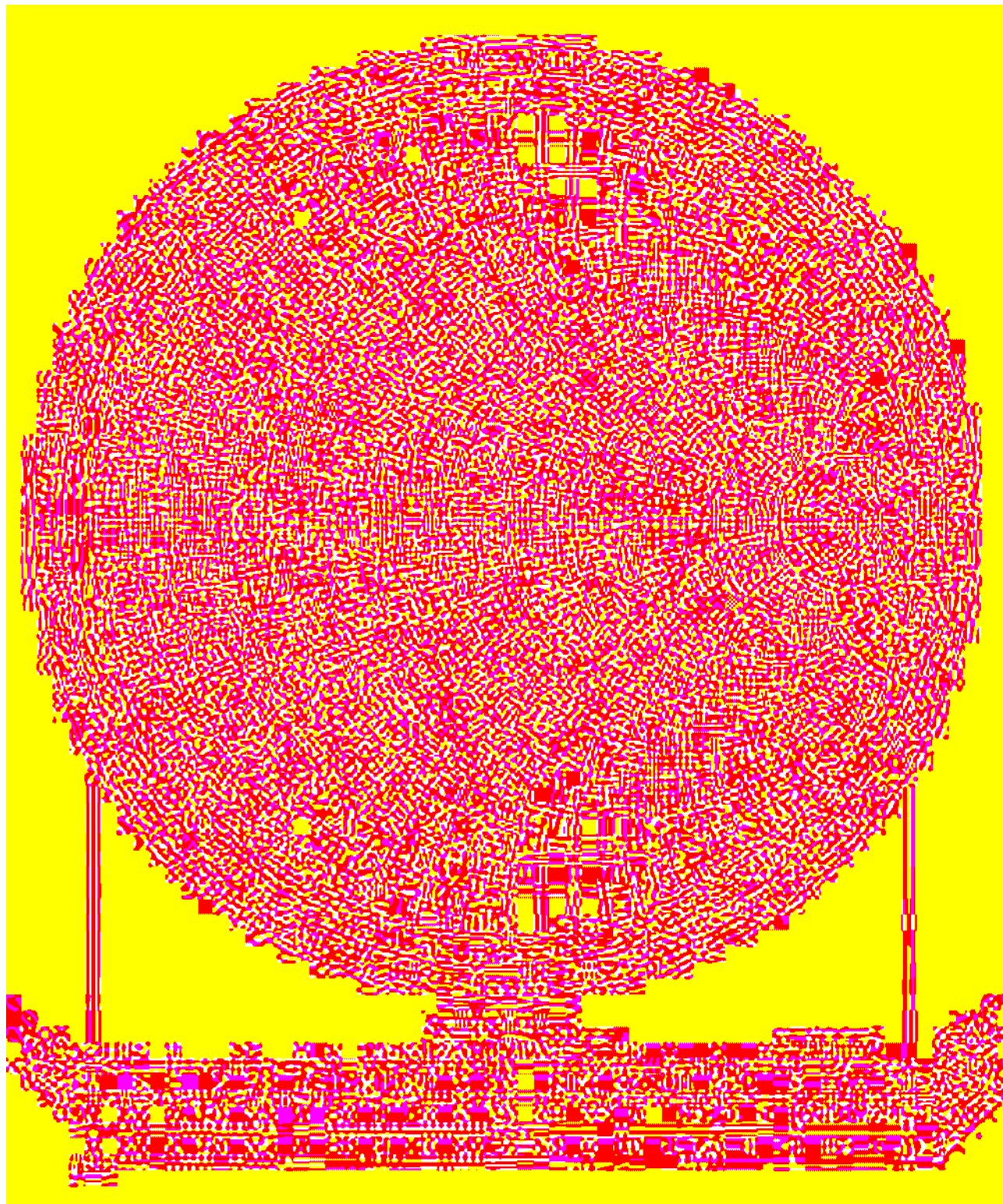



Figura 3 La Carta di Smith

comunque avuto dei notevoli riconoscimenti per i suoi molteplici contributi alla tecnica delle microonde.
Poco prima dell'ingresso degli Stati Uniti d'America nella Seconda Guerra Mondiale, al seguito di un piccolo gruppo di ingegneri, Smith venne inviato a *Fort Hancock*, nei laboratori della *Signal Corps*, per effettuare alcuni test su quella che veniva considerata un'arma segreta della massima importanza, il **Radar.**
Trascorso un anno a Sandy Hook, a progettare antenne e relativi componenti del radar SCR-268, si mise a lavorare ai primi modelli di antenne radar per microonde per impiego sottomarino.

Già nelle fasi iniziali della sua carriera professionale, mentre stava sviluppando degli elementi di linea coassiale da 500 KW per la stazione radio *WHAS* a *Louisville* (Kentucky), Smith brevettò un metodo per calcolare il diametro ottimale per conduttori coassiali di linee di trasmissione in relazione alla potenza da sopportare.
Un altro suo brevetto riguardò un dispositivo a stub regolabile per realizzare gli adattamenti di impedenza.

Verso la fine della seconda guerra mondiale, Smith lavorò ad un progetto di antenne per trasmissioni broadcast FM per equipaggiamenti della *Western Electric*. In quel periodo egli diede un importante contributo alla realizzazione della cosiddetta antenna "Cloverleaf".

In seguito Smith partecipò allo sviluppo di sistemi radar per armamenti militari e guidò gruppi di studio che diedero vita al sistema di difesa *SAFEGUARD*, sull'isola di *Kwajalein*, situata nel Sud Pacifico. In questa occasione Smith utilizzò un'antenna a *Lente di Luneburg,* caratterizzata dalla particolare proprietà di focalizzare il segnale radio in maniera indipendente dalla direzione di provenienza dell'onda incidente.
Phillip Smith sposò *Rosine Rittenhouse* nel 1930. Dal matrimonio nacquero tre figli, uno dei quali, Stephen, seguì le orme del padre e fondò la *Basic Research Corporation* nel 1993.

Smith mantenne una costante collaborazione con il comitaio IRE e con la IEEE, per cui seguì la stesura di diversi documenti ufficiali, tra cui gli standard tecnici di antenne e guide d'onda.

Nel 1952 fu nominato membro elettivo della IEEE con la motivazione "per i suoi contributi allo sviluppo delle antenne e all'analisi grafica delle caratteristiche delle linee di trasmissione".

Nel 1954 rivestì pure la carica di segretario e tesoriere della *Antennas and Propagation Society.*

In seconde nozze, Smith sposò *Anita Macpherson*, da cui ebbe una figlia nel 1964, *Penny*, anch'ella divenuta ingegnere elettronico.

Verso la fine della sua carriera, Smith continuò a lavorare come consulente e, pur avendone la possibilità, non volle mai diventare un manager. Il suo ruolo preferito fu quello di consulente e collaboratore, compito in cui si trovò veramente a proprio agio.

Tuttavia, Smith non era un "tuttologo".
Le sue conoscenze e le sue capacità erano propriamente quelle di un ingegnere piuttosto che di un matematico.
Per questo, quando ebbe bisogno di risolvere particolari problemi matematici, non esitò a ricorrere all'aiuto di esperti del settore.
Il suo carattere era estremamente meticoloso e super-organizzato e, quando sapeva di avere ragione su un dato argomento, non c'era alcun modo di fargli cambiare idea.

Phil Smith passò a miglior vita il 29 agosto del 1987.

Nel 1989, a Dallas (Texas), in occasione del *Microwawe Symposium del IEEE MTT-S*, fu celebrato il 50° anniversario della Carta di Smith.

www.italelectronics.it
offerte speciali
Elettronica
Tutto quello che vi occorre!
Ital Electronics s.r.l.
Modellismo - Elettronica - Satellitare
www.italelectronics.it
www.biosat.it

gli appuntamenti

Alcune delle date indicate potrebbero subire variazioni

09 Gennaio 2005

13ª MOSTRA MERCATO — Voghera (PV)

13ª Edizione del Mercatino di scambio di apparecchiature e materiale usato radioelettrico ed elettronico.
Organizzato dalla sezione A.R.I. di Voghera e dal gruppo Radioamatori del DLF di Voghera.

Luogo: Officina Grandi Riparazioni Trenitalia S.p.a. Via Lomellina – Voghera (PV)
Orari: n.p.
Organizzatore: A.R.I. Voghera (iw2etq@aznet.it Tel. 0383-48198)
Ingresso: Gratuito

15 Gennaio 2005

ROBOFESTA — Pisa

Si svolgerà nel cuore della città di Pisa la decima competizione di Minirobot, che prevede anche le competizione di Minisumo e di Robot Explorer Senior. Si terrà anche la prima olimpiade dei cellulari.
Per il programma della manifestazione, gli alberghi consigliati e le indicazione su come raggiungere la manifestazione, sono disponibili su http://fascetti.minisumo.net e su http://www.minisumo.net.

Luogo: IPSIA Fascetti - via U. Rindi, 47 - PISA
Orari: dalle 8:00 alle 12:30
Organizzatore: ROAS (info@minisumo.net http://fascetti.minisumo.net)
Ingresso: Gratuito

15-16 Gennaio 2005

FIERA DELL'ELETTRONICA E DEL RADIOAMATORE — Cerea (VR)

Nata come la festa del computer nel 2003 ha riscontrato subito un enorme successo tra il pubblico raccogliendo oltre 10.000 visitatori già nella prima edizione. È una mostra mercato dedicata a: radiantismo, elettronica, computer, editoria, telefonia, TV satellitare, hobbistica, radio d'epoca.

Luogo: Cerea (VR)
Orari: dalle 9:00 alle 18:00
Organizzatore: Compendio Fiere (www.compendiofiere.it)
Ingresso: n.p.

22-23 Gennaio 2005

EXPO ELETTRONICA — Modena

Ogni anno Expo Elettronica alla Fiera di Modena "apre" il calendario delle fiere di elettronica e radiantismo. L'appuntamento modenese si preannuncia ricco di espositori e prodotti, come sempre tantissimi e di vario impiego: computer, software, periferiche, telefonia fissa e mobile, video games, home entertainment, ricezione satellitare, piccoli elettrodomestici, accessori, ricambi e strumentazioni varie. Altrettanto assortito il settore del "fai da te" con kit per auto costruzione, surplus, schede, circuiti, e ricetrasmittenti OM, CB, componenti per l'utilizzo radioamatoriale.

LUOGO: Modena Fiere – Modena
ORARI: dalle 9:00 alle 18:00
ORGANIZZATORE: Blu Nautilus (www.blunautilus.it Tel. 0541-53294)
INGRESSO: € 7,50 - ridotto € 6,50

29-30 Gennaio 2005

30° RADIANT AND SILICON — Linate (MI)

La Mostra RADIANT è nata nel 1991 e fin dalla prima edizione ha goduto del patrocinio dell'A.R.I., Associazione Radioamatori Italiani, diventando presto la più importante Mostra Mercato nazionale in questo campo.
A livello espositivo sono centinaia gli operatori che si sono avvicendati negli stand di Novegro costituendo un punto di grande attrazione per migliaia di appassionati, provenienti da varie regioni del nostro Paese e anche dall'estero, accanto alla prestigiosa partecipazione di importanti Enti Pubblici come la Provincia di Milano, sempre presente con le sue postazioni mobili del Servizio di Protezione Civile.
Attualmente RADIANT, che si sviluppa su una superficie espositiva di 10.000 mq, conta più di 160 espositori ed oltre 12.000 visitatori.

LUOGO: Parco Esposizioni Novegro – Linate (MI)
ORARI: dalle 9:00 alle 18:00
ORGANIZZATORE: COMIS Lombardia (www.parcoesposizioninovegro.it Tel 02-466916)
INGRESSO: € 7,00 - ridotto € 6,00

05-06 Febbraio 2005

EXPO ELETTRONICA — Bastia Umbra (PG)

Expo Elettronica è l'unico appuntamento dell'Umbria dedicato all'elettronica e alle sua applicazioni. Facilmente raggiungibile anche dalle regioni limitrofe grazie al collegamento con l'E45 propone una vasta e qualificata rassegna di prodotti tecnologici nuovi o usati, ma anche radio, dischi e cd d'epoca e da collezione.

LUOGO: Umbria Fiere – Bastia Umbra (PG)
ORARI: dalle 9:00 alle 19:00
ORGANIZZATORE: Blu Nautilus (www.blunautilus.it Tel 0541-53294)
INGRESSO: € 7,00 - ridotto € 6,00

Vitamina C: L'uso del

La gestione del codice C può essere di per se un problema quando le sue dimensioni crescono oltre un certo limite. Vedremo in questa puntata come l'uso di alcune tecniche, nate appositamente per questi scopi, posso risultare di grande aiuto nella scrittura, modifica, e debug dei programmi.

Quando si scrivono programmi di una certa complessità diventa inevitabilmente difficile apportare modifiche coerenti nei vari moduli. Questa necessità può sorgere sia nel caso in cui si vogliono effettuare temporaneamente delle prove, o apportare modifiche al programma (per esempio per eseguire un porting da PC a microcontrollore), oppure anche (e forse soprattutto) nella fase di debug, in cui tipicamente capita di dovere aggiungere o commentare temporaneamente diverse sezioni del codice per isolare gli errori o verificarne il corretto funzionamento.
Senza l'uso di strumenti adatti queste operazioni possono portare inevitabilmente a generare una serie di errori involontari, ed in alcuni casi molto dannosi in termini di tempo di sviluppo richiesto per mettere le cose a posto. Può capitare, ad esempio (e non è per niente infrequente!), di dimenticarsi di quali modifiche sono state fatte per eseguire dei test, oppure di non eseguire le correzioni dovute su tutti i moduli, o anche fare confusione con le diverse versioni dei file.
Esistono degli strumenti adatti ad evitare o risolvere questi problemi?
La risposta è sì. E la buona notizia è che questi strumenti sono parte integrante del linguaggio C! La parte di compilatore che si occupa di questi aspetti si chiama **preprocessore.**
Il realtà il preprocessore è concettualmente un tool separato rispetto al compilatore vero e proprio, esso infatti interviene sul codice prima della fase di compilazione, ed ha lo scopo di manipolarlo, dal punto di vista "fisico" si potrebbe dire, intervenendo sul testo in base alle direttive fornite dall'utente. Un paio di direttive del preprocessore sono già state citate negli scorsi articoli e già utilizzate nei programmi presentati, però in questo articolo analizzeremo sia queste che le altre più comuni ancora più in dettaglio, per capirne meglio le potenzialità e gli usi.

#include

È sicuramente la prima parola scritta in C da qualsiasi programmatore, per cui riveste anche un certo valore affettivo. La sua funzione dovrebbe essere abbastanza chiara: essa ha lo scopo di includere un file nel processo di compilazione. Ci sono però alcuni aspetti non molto conosciuti riguardo a questa direttiva, che vale la pena di approfondire. Innanzi tutto possiamo notare alcune caratteristiche comuni anche alle altre direttive:

1. Ogni direttiva inizia con il carattere #, che deve essere il primo carattere della riga (a parte eventuali spazi).
2. Ogni direttiva deve essere scritta su un'unica linea di codice.
3. Non è presente il punto e virgola alla fine della riga, questo perché le direttive non sono linee di codice C, ma vengono interpre-

di Antonio Di Stefano
a.distefano@farelettronica.com

preprocessore C

tate (e rimosse) dal preprocessore. Nel caso della direttiva *#include* il file incluso ad esempio viene fisicamente copiato al suo posto.

Un altro dettaglio fino ad ora non ben chiarito è la differenza tra le due varianti seguenti:

```
#include <nomefile.h>
#include "nomefile.h"
```

Entrambe le varianti sono corrette, la differenza nell'uso dei caratteri < e > oppure " " influenza soltanto l'algoritmo di ricerca del file da includere. Questa caratteristica dipende dalla particolare implementazione (cioè dai particolari tool di sviluppo utilizzati), in genere però quando si usano i caratteri < > il file verrà cercato nella directory dove risiede il codice o il progetto, in caso contrario il file viene ricercato anche in directory esterne, ad esempio in quelle definite come percorsi di sistema a livello di ambiente.
Esiste un'altra interessante opzione:

```
#include NOMEFILE
```

dove NOMEFILE è una macro definita in altri punti o moduli del programma con la direttiva *#define.*
Questa opzione risulta utile quando occorre includere un file diverso a seconda del tipo di codice che si vuole produrre. La macro può essere definita in un header di configurazione, richiamato da tutti i moduli, in cui si specificano anche questi parametri oltre a quelli relativi al programma stesso. Ad esempio si potrebbe utilizzare questo accorgimento per specificare per quale macchina o sistema operativo si sta compilando il programma: NOMEFILE potrebbe essere definito nel file di configurazione come windows.h o dos.h…
Questa tecnica è un primo passo per mantenere la coerenza tra i vari moduli di un programma. Come vedremo questa possibilità può essere ampliata ed automatizzata nel caso della compilazione condizionale.
Un ulteriore aspetto poco esplorato fino ad ora è il seguente: che succede se un file header di un nostro programma è richiamato da più moduli diversi?
In genere si verifica un errore! Questo perché molti identificativi risultano definiti più volte. Vedremo che anche questo problema si risolve usando alcune direttive.

#define e #undef

Come già visto la direttiva *#define* serve a definire delle "macro", cioè degli identificativi che si possono utilizzare al posto dei frammenti di codice corrispondenti. Il preprocessore letteralmente sostituisce ogni occorrenza di una macro con il frammento di codice (anzi, sarebbe meglio dire di "testo") corrispondente prima definito.
La sintassi prevede di utilizzare dopo la direttiva un identificativo e il testo da sostituire, separati da uno o più spazi. Il testo considerato corpo della macro è quello compreso tra lo spazio dopo l'identificativo e il termine della linea, quindi nel testo possono essere presenti anche degli spazi. Se il testo è costituito da un frammento di codice C, è bene evitare di mettere il punto e virgola alla fine, altrimenti nella sostituzione si potrebbero verificare involontarie "interruzioni" di istruzioni, o errori simili.
Una caratteristica interessante è che la direttiva *#define* permette di definire macro con parametri, simili quindi a funzioni.
Ad esempio:

```
#define POW2(e) 1<<((int) e)
```

oppure

```
#define Swap(t,a,b) {t temp; temp=a; a=b;
b=temp;}
```

Nel primo caso la macro viene utilizzata per generare potenze intere di 2, dato l'esponente "e" (le potenze sono calcolate scorrendo 1 a sinistra di "e" posizioni).
Notare la conversione a int, che impedisce che il compilatore dia errori se si usa un *float* come parametro (i float sono incompatibili con gli operatori bitwise).
Nel secondo esempio invece è stata definita una macro che scambia il contenuto di due variabili. Notare che per fare questa operazione è necessario creare una terza variabile temporanea, e quindi è necessario fornire tra i parametri il tipo delle due variabili. Il codice C che implementa la funzione *Swap* è racchiuso tra parentesi graffe (quindi si tratta di un "blocco" di codice), proprio perché è necessario definire una nuova variabile indipentente dal contesto.
Notare che tutto il codice è stato scritto su una sola linea (anche se qui appare su più linee per esigenze tipografiche). Nel caso questo non sia possibile o conveniente, si può andare a capo terminando la linea col carattere di concatenazione di linea "\", come mostrato di seguito:

```
#define Swap(t,a,b) \
       {t temp;\
        temp = a;\
        a = b;\
        b = temp;}
```

Quando si usano funzioni definite come macro bisogna prestare molta attenzione, infatti i parametri non sono per così dire passati per "valore" come nelle funzioni, ma viene semplicemente copiato il testo usato come parametro, e questo può creare degli errori imprevisti in alcuni casi. Provate ad esempio ad immaginare cosa succede quando si invoca la macro con parametri come *Swap*(var+1, c), oppure *Swap*(i, d++)…

Questi problemi si possono in parte evitare usando delle parentesi per racchiudere gli argomenti.
Che succede se si deve utilizzare una macro che ha lo stesso nome di una funzione, o di un'altra macro definita prima in maniera differente?
È possibile rimuovere la macro precedentemente definita usando la direttiva *#undef*. La sintassi è semplice:

```
#undef NOME_MACRO
```

Da questo punto del codice in poi sarà possibile usare quello stesso identificativo per indicare una funzione o per ridefinire un'altra macro.

#ifdef e #ifndef

A volte si ha la necessità di conoscere se un identificativo è già stato utilizzato o meno, per potere prendere conseguentemente delle decisioni. Per fare questo si possono utilizzare le due direttive #ifdef e #ifndef, che servono proprio a considerare valido per la compilazione un tratto di codice se la rispettiva condizione è verificata.
Ad esempio, per essere sicuri che non ci siano delle ridefinizioni di una determinata macro (che porterebbero ad un errore), oppure per definire in modo differente una macro, si può usare la seguente sintassi:

```
#ifndef POW2
  #define POW2(e) 1<<((int) e)
#endif
```

oppure

```
#ifdef POW2
  #undef POW2
  #define POW2(e) 1<<((int) e)
#endif
```

Questo stesso meccanismo si utilizza per risolvere il problema dell'inclusione di uno stesso file header da parte di diversi moduli.
Quello che si fa è inserire all'inizio ed alla fine di ogni file header le seguenti righe:

```
#ifndef _NomeHeader_H
#define _NomeHeader_H
…
/* codice dell'header */
…
#endif
```

In questo modo, quando l'header viene richiamato la prima volta la direttiva *#ifndef* risulta verificata, perché l'identificativo _NomeHeader_H (lo strano nome è dovuto al fatto che l'identificativo deve risultare unico, e non essendo utilizzato nel codice può non essere particolarmente significativo) non è ancora stato definito, quindi il codice seguente viene considerato valido (cioè compilato). Il codice contiene l'intero corpo dell'header e provvede anche a definire l'identificativo _NomeHeader_H con una direttiva *#define*. Le successive volte che l'header verrà richiamato l'identificativo risulterà già definito, quindi il codice seguente verrà ignorato. Grazie a questo accorgimento non sarà necessario prestare particolare cura a quante volte ed in quali moduli ciascun header è richiamato.

#if, #elif, #else ed #endif

Queste direttive funzionano in maniera simile a *#ifdef* o *#ifndef*, anzi in alcuni casi possono anche essere utilizzate congiuntamente. Il loro scopo è quello di permettere la "compilazione condizionale", cioè fare in modo che vengano compilati alcuni tratti di codice piuttosto che altri, in dipendenza di alcune condizioni specificate dall'utente. La sintassi generale è la seguente, anche se sono possibili diverse variazioni e combinazioni (le sezioni *#elif* ed *#else* sono opzionali):

```
#if espressione-1
  <sezione di codice 1>
#elif espressione-2
  <sezione di codice 2>
  .
  .
#elif espressione-n
  <sezione di codice n>
#else
  <codice di default>
#endif
```

Viene considerato valido soltanto il codice corrispondente all'espressione che risulta verificata. Se nessuna condizione è verificata viene eseguita quello presente nella sezione *#else*. Le condizioni sono valutate in modo da dare un risultato intero, se il risultato è 0 la condizione non è verificata, altrimenti lo è. Un esempio di utilizzo di queste direttive è quello legato alla compilazione automatica di codice per più macchine diverse, come accennato prima. Uno o più moduli potrebbero contenere le seguenti istruzioni:

```
#if SYSTEM == DOS
  #define HDR "dos.h"
#elif SYSTEM == Z80
  #define HDR "z80.h"
#elif SYSTEM == PIC
  #define HDR "pic.h"
#else
  #define HDR "generic.h"
#endif
#include HDR
```

In questo caso le direttive condizionali vengono utilizzate per definire il nome di un file header da importare che contiene dei parametri relativi ad un particolare tipo di macchina.
Il valore della macro HDR viene definito uguale al nome di uno dei file header da includere (con la direttiva #include).
Il valore della macro SYSTEM è assegnato in un file header apposito, e che ha proprio lo scopo di configurare i parametri di compilazione, e in cui sono definiti anche le macro DOS, Z80 e PIC con valori numerici differenti:

```
#define DOS 1
#define Z80 2
#define PIC 3
#define SYSTEM DOS
```

Lo stesso sistema si può utilizzare anche per abilitare o disabilitare parametricamente alcu-

ne funzioni, o per selezionare tra differenti tipi di implementazioni disponibili (ottimizzate per la massima velocità, la minima occupazione di memoria, etc.). Un esempio può essere il seguente, in cui grazie all'uso delle direttive condizionali si può selezionare tra un operazione eseguita con maggiore precisione (in virgola mobile), ma molto più lentamente, ed un'altra un po' meno precisa ma molto più veloce (eseguita in aritmetica intera):

```
int c, r;
…
#if USE_FLOAT
  /* versione float */
  c = 2*3.14159*r;
#else
  /* versione intera */
  c = (1608*r)>>8;
#endif
...
```

In un header sarà definito USE_FLOAT col valore 0 o 1:

```
#define USE_FLOAT 1
```

Potere parametrizzare un intero programma in maniera così semplice e veloce è sicuramente una possibilità molto interessante (per maggiori dettagli sull'uso dell'aritmetica intera invece rimando ad uno dei prossimi articoli). Le possibilità offerte dalla compilazione condizionale non si esauriscono qui, una delle più interessanti infatti è quella legata al debug dei programmi. È molto comune inserire in questa fase diverse righe di codice che hanno il solo scopo di verificare se il programma sta eseguendo le operazioni che ci si aspetta, o che visualizzano su qualche dispositivo di output il contenuto di variabili critiche, o addirittura una specie di log dell'esecuzione del programma stesso. Terminata la fase di debug di solito risulta molto scomodo dovere scorrere l'intero codice per rimuovere queste istruzioni, e a volte, anche una banale dimenticanza può portare ad un degrado inaspettato delle prestazioni. Utilizzando le direttive di compilazione condizionale è possibile non solo disabilitare tutte queste parti di codice simultaneamente, ma anche potere selezionare facilmente tra più livelli di debug (verifica semplice, stampa del contenuto di variabili, log dell'esecuzione…). Un esempio può essere il seguente:

```
#include <math.h>
…

float Angolo(float x, float y)
{
  float m;

  #if DEBUG_VERIFICA
    if (x==0)
      printf("Errore in funz. Angolo!\n");
  #elif DEBUG_STAMPA
      printf("x=%f - y=%f\n", x, y);
  #endif

  m=y/x;
  return atan(m);
}
```

La funzione calcola un angolo a partire da due coordinate rettangolari, usando la funzione arcotangente. Dal momento che per fare questo è necessario eseguire una divisione, può capitare che il denominatore in qualche caso sia uguale a zero, causando un errore. Le due funzioni di debug servono proprio per controllare che non si verifichi questa condizione.

#pragma

La direttiva *#pragma* è un po' particolare in quanto di per se non esegue nessuna operazione, serve invece a richiamare alcune direttive o funzioni esclusive dei tool di sviluppo che si stanno utilizzando.

Questo fa si che sia possibile utilizzare direttive del preprocessore aggiuntive, o ad esempio impostare dall'interno del programma una serie di parametri che di solito si settano nella linea di comando, oppure ancora attivare alcune funzioni che verranno utilizzate

nella fase di linking.
Si tratta nella maggior parte di casi di funzioni non standard, e proprio per questo motivo ogni preprocessore si limita ad ignorare le direttive *#pragma* che non riconosce, senza dare errori. Giusto per fare alcuni esempi, il compilatore SDCC, descritto nella scorsa puntata ha tra le direttive *#pragma* le seguenti:

```
#pragma less_pedantic
#pragma nogsce
#pragma noinv
```

La prima evita che il compilatore segnali gli errori banali di sintassi, la seconda e la terza disabilitano due delle ottimizzazioni del compilatore (l'eliminazione delle sottoespressioni comuni e l'inversione del loop).

CONCLUSIONI

L'uso corretto delle direttive permette di semplificare molte delle fasi di scrittura e modifica di un programma, e quindi è sempre consigliabile utilizzare questi strumenti soprattutto in programmi composti da più di uno o due moduli.
Concludo questa puntata con un consiglio: può essere molto istruttivo il dare un'occhiata al codice di programmi completi di una certa complessità, per vedere da vicino come gli accorgimenti fin qui visti vengono utilizzati (questo "esercizio" è utilissimo in generale!).
Dalla prossima puntata invece cambieremo decisamente argomento, e inizieremo a parlare in dettaglio dell'implementazione di alcuni algoritmi particolarmente interessanti ed utili in molte applicazioni.

Alimentatore stabilizzato variabile

Costruiamo un semplice e robusto alimentatore stabilizzato variabile utilizzabile nel laboratorio, in abbinamento con apparati ricetrasmittenti o per la ricarica di batterie al piombo.

L'alimentatore variabile stabilizzato è indispensabile sul tavolo dell'appassionato di elettronica; solo disponendo di questo apparato è infatti possibile procedere al collaudo dei montaggi sperimentali od alla riparazione dei più svariati dispositivi. Se nel settore industriale l'uso degli alimentatori switching è ormai generalizzato, per questi utilizzi si preferisce ancora ricorrere a configurazioni lineari, per la loro semplicità ed il basso rumore in uscita (ripple), caratteristica utile quando si alimentano circuiti audio.
Il modello qui proposto, inoltre, ben si presta come alimentatore da stazione per ricetrasmettitori CB o per la ricarica di batterie al piombo come quelle di scooter ed automobili.

LO SCHEMA

È l'applicazione del noto integrato L200, un completo stabilizzatore regolabile dotato di protezioni termica e contro le sovracorrenti.
Il componente, adeguatamente raffreddato, potrebbe fornire una corrente massima di 2 Ampere; nello schema qui proposto invece, l'integrato lavora in parallelo al TR1 (PNP) la cui base è pilotata dalla caduta di tensione introdotta dalla R2; al crescere dell'assorbimento maggiore sarà quindi il coinvolgimento del TR1 nell'erogazione della corrente.
Alla resistenza R3 è invece affidata la funzione di protezione contro le sovracorrenti utile a salvare integrato e giunzione del transistor in caso di prolungati corto-circuiti sui morsetti d'uscita; il valore di questa resistenza può essere calcolato con la formula:

R3 = 0,4 : Ampere Max

Eventuali valori fuori standard possono essere ottenuti collegando in serie od in parallelo più resistori.
Il circuito è completato dal diodo D1 utile ad eliminare extra-tensioni negative generate da eventuali motorini elettrici o relé e dai condensatori C8 e C9 con funzione di blocco RF, mentre agendo su R4 si modifica la tensione in uscita che non può comunque scendere sotto i 2,8

di Marco Lento
sglent@tin.it

con L200

Figura 1 Schema elettrico dell'alimentatore

V fissati da un riferimento interno all'integrato.

COSTRUZIONE

Per l'assemblaggio del nostro alimentatore è consigliabile servirsi di un contenitore metallico utile allo smaltimento del calore e ad ottenere un funzionamento affidabile anche in presenza di campi RF, nella foto potete notare la soluzio-

Elenco componenti			
Sigla	**Valore**	**Sigla**	**Valore**
R1	2,2 KΩ 1 W	C7	100 nF 50 V poliestere
R2	10 Ω 2 W	C8	10 nF ceramico
R3	Vedi testo	C9	4,7 nF ceramico
R4	Trimmer 4,7 KΩ	IC1	L200
R5	680 Ω 1/2 W	TR1	BDX18 - MJ2955 - MJ4502
C1	3300 µF 35 V elettrolitico	LED 1	Led 3 mm
C2	3300 µF 35 V elettrolitico	RS1	Ponte 25 A 200 V
C3	3300 µF 35 V elettrolitico	D1	BY255
C4	100 nF 50 V poliestere	T1	Trasformatore 18 V- 80 VA 4,4 Ampere
C5	100 nF 50 V poliestere	F1	Fusibile 2,5 A
C6	470 µF 35 V elettrolitico	S1	Interruttore
NOTA	I componenti **C8** e **C9** sono saldati direttamente sui morsetti d'uscita, la **R1** è saldata sull'anodo di **DL1**.		

ne che ho adottato.
Il trasformatore che ho scelto è un efficiente toroidale da 18 V 80 VA (4,4 Ampere) sufficiente per la maggior parte delle applicazioni, ma nulla vieta di utilizzare un trasformatore tradizionale. Il limitatore della corrente massima è stato però dimensionato sul valore di 8 Ampere essendo la R3 composta da due resistenze a filo da 0,1 Ω 5 W poste in parallelo (= 0,05 Ω), soluzione questa consigliabile per evitare che la protezione possa intervenire in modo indesiderato quando si alimentano ad esempio amplificatori audio.
Svariati sono i transistori (PNP) utilizzabili per TR1, dai più anziani BDX18 agli MJ2955 fino al più robusto MJ 4502 (30 A 200 W). In ogni caso il finale andrà fissato su un adeguato dissipatore facendo uso dell'apposito kit di isolamento, mentre per IC1 è sufficiente un dissipatore di piccole dimensioni.
Una nota a parte merita il trimmer R4: fissato sul pannello posteriore del contenitore tramite un piccolo circuito stampato, è regolabile tramite un giravite, soluzione ideale per evitare gli azionamenti involontari che potrebbero costare la distruzione del carico collegato.
Per la ricarica di batterie al piombo conviene preparare un apposito cavo (figura 4) dotato sul terminale positivo di due diodi da 3A (per esempio BY255) posti in parallelo, regolando poi l'alimentatore sui 7,2 V per le batterie da 6 V e sui 14,4 V per le batterie da 12 V; quando la lancetta dell'amperometro sarà tornata sullo zero i nostri accumulatori saranno completamente carichi.

Buon utilizzo!

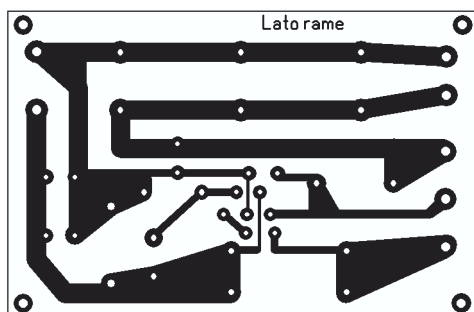



Figura 2 *Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)*

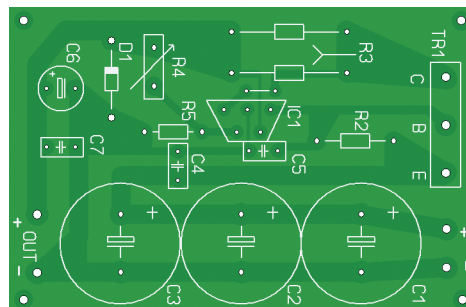



Figura 3 *Piano di montaggio*

Figura 4 *Realizzazione del cavo per l'utilizzo come caricabatteria*

L'evoluzione del ricevitore

Uno dei principali problemi agli albori delle telecomunicazioni senza fili fu rappresentato dalla difficoltà nella ricezione di segnali deboli. Nonostante le elevate potenze impiegate, il raggio d'azione delle prime stazioni trasmittenti era limitato a causa della scarsa sensibilità dei rivelatori, come il coherer o i dispositivi di tipo magnetico. Di conseguenza, si cercò di sviluppare ricevitori più efficienti.

I BATTIMENTI

L'ingegnere statunitense R.A. *Fessenden* (figura 1) intuì che il sistema di trasmissione radio telegrafico avrebbe potuto trarre beneficio dal fenomeno dei battimenti. Secondo questa idea, in pratica, il trasmettitore avrebbe dovuto inviare due portanti, a frequenze di poco differenti, le quali si sarebbero ricombinate al ricevitore, dando luogo a battimenti a bassa frequenza. Questo meccanismo fu messo in atto da Fessenden nel lontano settembre 1901 e fu il primo di una serie di passi importanti che segnò il distacco dai ricevitori tradizionali dell'epoca verso quello che sarebbe dovuto diventare il Supereterodina. Lo schema di principio è riportato in figura 2. Il ricevitore presenta due antenne, A1 e A2, ciascuna sintonizzata su una delle due frequenze inviate dalla stazione trasmittente.

Gli avvolgimenti L1 e L2, a cui le antenne fanno capo, sono avvolti su un nucleo di fili di ferro sottile. Le correnti indotte sono di intensità tale da attivare il diaframma D in accordo con il segnale audio.
Questo tipo di ricevitore fu utilizzato per scopi telegrafici; in pratica, per effettuare una comunicazione era sufficiente attivare o interrompere una sola delle portanti, tenendo l'altra sempre attiva.

A questo scopo, il perfezionamento successivo consistette nel produrre i battimenti in maniera più semplice ed economica. Fessenden impiegò una singola portante e produsse nel ricevitore stesso la seconda alta frequenza necessaria, introducendo un oscillatore "locale". Il sistema venne chiamato *"Heterodyne"* (dal greco *Heteros* = altro e *Dynamis* = forza).

Figura 1 *Reginald Fessenden (1866-1932)*

Dal punto di vista pratico il metodo era relativamente semplice (figura 3): su un nucleo comune venivano avvolti due avvolgimenti, *L1* ed *L2*. Il primo era connesso tra l'antenna e la terra mentre il secondo veniva collegato al generatore locale *O*, la cui

di Agostino Rolando
a.rolando@farelettronica.com

supereterodina

frequenza era regolabile.
All'epoca, per generare onde a radiofrequenza non si usavano ancora valvole, ma alternatori ad alta frequenza, di cui vediamo alcuni esempi nelle figure 4a e 4b.

Il funzionamento era il seguente: all'onda incidente *f1*, passante attraverso *L1*, venivano sovrapposte le oscillazioni a frequenza *f2* fornite da *L2* e il risultante battimento (f1-f2) veniva ricondotto a frequenza udibile agendo sul generatore *O*; questo consentiva di attivare il diaframma *D*.
Raggiunto questo stadio, ancora per parecchi anni il sistema di ricezione eterodina non fu più perfezionato.
Nello stato in cui lo lasciò il suo inventore, l'efficienza era molto bassa, a causa della scarsa sensibilità del tipo di trasduttore acustico (non polarizzato) che veniva impiegato.

A1
A2
L1
L2
D

Figura 2 *Schema di principio del ricevitore Fessenden*

In certi apparecchi dell'epoca il riproduttore adottato era una cuffia statica ad alta impedenza posta direttamente nel circuito d'antenna. Con questo tipo di ricevitore era possibile coprire una distanza di 3000 miglia.

Come spesso accade nella storia, le scoperte avvengono più per caso che da uno studio a tavolino. Nel 1910, durante alcuni test tra due navi americane, l'operatore marconista osservò che il segnale ricevuto aumentava notevolmente di intensità nell'istante in cui veniva acceso il trasmettitore sulla propria nave.
La differenza tra i segnali ricevuto e trasmesso era di circa 20 Khz, ben oltre il limite udibile.
In seguito si cercò di indagare le cause di questo fenomeno; quello che si verificava era la produzione di battimenti a frequenza ultrasonica che rafforzavano l'effetto dei battimenti ordinari.
Questo fatto fu di stimolo ad ulteriori approfondimenti. Pur senza mettere a frutto l'osservazione citata, si arrivò comunque a realizzare un ricevitore eterodina molto più sensibile, in cui la cuffia statica veniva sostituita da un rettificatore più una cuffia tradizionale.
Lo schema era quello di figura 5, in cui *L1* costituisce l'induttanza di carico, *L2* serve ad accoppiare l'antenna al circuito rettificatore, tramite *L5*, e *L3-L4* collegano all'antenna l'oscillatore locale.

Figura 3 *Principio del ricevitore a eterodina*

In questo circuito la frequenza di eterodina viene regolata agendo sul condensatore C1, fino al valore richiesto; possiamo notare che le correnti ad alta frequenza indotte dal segnale in arrivo e il segnale locale convivono entrambi entro il circuito d'antenna.

I battimenti vengono prelevati da *L5* che, insieme a *C2,* costituisce un circuito risonante sul segnale in arrivo, e vengono rettificati dal diodo *D.* Gli avvolgimenti *L4* e *L5* non sono accoppiati.

Nel 1913 il ricevitore eterodina fece bella mostra di sè in occasione dei test navali della Marina statunitense durante i collegamenti tra la stazione a terra di *Arlington* (Virginia) e la nave da guerra *Salem* (figura 6).

Durante le prove, la ricezione fu mantenuta fino a 6400 miglia di distanza; così l'eterodina non solo dimostrò di essere il più sensibile metodo di comunicazione del tempo, ma superò anche le dure prove di ricezione sotto condizioni atmosferiche proibitive. Infatti, variando la frequenza di *O.L.,* la nota del battimento poteva essere alterata in maniera tale da essere facilmente distinguibile dai disturbi atmosferici, cosa che gli altri ricevitori dell'epoca non potevano fare.

IMPIEGO DELLA VALVOLA TERMOIONICA

Un altro sviluppo notevole si ebbe, sempre nel 1913, quando la valvola termoionica, che era stata precedentemente usata solo per rettificazione o amplificazione di correnti ad alta frequenza, venne impiegata anche per produrre oscillazioni a radiofrequenza.

Gli ideatori dell'oscillatore a valvola furono i tedeschi *G. Arco* e *A. Meissner* della *Telefunken.*

Il metodo usato da Arco e Meissner per provocare oscillazioni consisteva nel retroazionare una parte di segnale dall'uscita del dispositivo verso l'ingresso.

Questo era un impiego innovativo per la valvola termoionica, sebbene il principio del feedback fosse già ben noto nel campo ingegneristico, basti pensare al microfono amplificato di *G. Brown* del 1911 e alle esperienze di *H. Armstrong* sulla ricezione a reazione con il tubo *Audion.*

Anche l'americano *Irving Langmuir,* in maniera del tutto indipendente, riscoprì il sistema per produrre oscillazioni ad alta frequenza con valvole termoioniche, appena dopo Arco e Meissner.

Figura 4a *Alternatore Fessenden di bassa potenza*

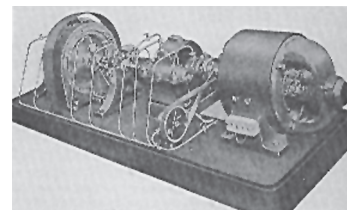



Figura 4b *Alternatore Fessenden - Alexanderson da 200kW, realizzato da General Electric*

L'avvento degli oscillatori a valvole ravvivò l'interesse per la ricezione eterodina. Infatti, un oscillatore a valvole era

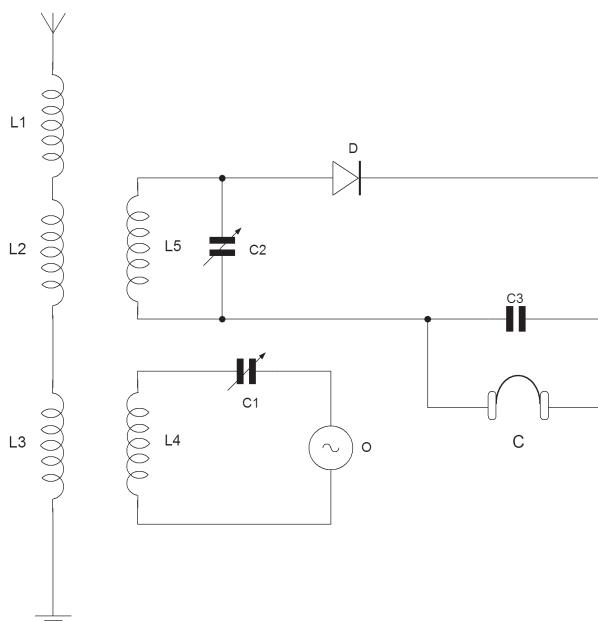



Figura 5 Schema di eterodina

non solo molto meno costoso di un alternatore o di un generatore ad arco, ma anche estremamente più piccolo e quindi trasportabile.

ULTERIORI SVILUPPI

Verso la fine del 1913, il capitano *J. Round*, già discepolo e collaboratore di *Guglielmo Marconi* (figura 7), ideò il ricevitore *Autodina.*

In questo circuito veniva impiegata una valvola sia per generare le oscillazioni locali che per sovrapporre queste al segnale in arrivo e infine per rettificare i battimenti risultanti. In effetti, Round creò il primo ricevitore eterodina mono-valvola.
In figura 8 vediamo uno degli schemi adottati da Round.
Vediamone il funzionamento: le correnti a radiofrequenza in arrivo scorrono attraverso

l'avvolgimento *L1* verso terra, e inducono segnali nel circuito accordato d'ingresso della valvola *V,* rappresentato da *L2-C2*, il quale viene sintonizzato su una frequenza leggermente diversa da quella ricevuta; la bobina *L3* è accoppiata con *L2* per fornire la necessaria retroazione per innescare le oscillazioni.
A questo punto, l'onda auto-generata si combina con il segnale in arrivo, presente su *L2-C2*, e produce dei battimenti; questi vengono rettificati dalla valvola stessa e quindi raggiungono il riproduttore *C.*
Questo schema potè essere ulteriormente migliorato separando la funzione di mixer ad alta frequenza da quella di rivelazione. In questo modo, una prima valvola amplificava i segnali in arrivo e li combinava con le oscillazioni auto-prodotte, mentre una seconda valvola svolgeva la funzione di rivelazione dei battimenti.

SVILUPPI BELLICI

Con l'inizio della Prima Guerra Mondiale, le ricerche sulle comunicazioni senza fili subirono un notevole impulso; infatti, su entrambi i fronti di combattimento era molto sentita l'esigenza di avere ricevitori che potessero dare amplificazioni sempre più spinte, in modo da coprire distanze maggiori.

Tra gli Alleati, ricordiamo i contributi di *J. Round, M. Latour* e, più tardi, *H. Armstrong;* sul fronte Nazista, il tedesco *W. Schottky,* che fu una delle figure centrali nello sviluppo delle nuove apparecchiature radio.

Il campo di frequenze utilizzate al tempo andava dai 500 Khz ai 3 Mhz, corrispondenti alle lunghezze d'onda da 600 a 100 metri.

Le principali difficoltà realizzative negli amplificatori ad alta frequenza erano soprattutto dovute a fenomeni di instabilità legati alle capacità interelettrodiche delle valvole; si presentavano anche notevoli effetti capacitivi nei componenti utilizzati, che bypassavano i segnali utili.
Alle frequenze sotto i 500 Khz questi fenomeni erano meno evidenti, ma le limitazioni degli amplificatori erano ugualmente stringenti, poichè le valvole stesse introducevano un notevole rumore nei circuiti.
Inoltre, i detectors avevano una caratteristica a soglia per cui, per segnali molto deboli, non davano praticamente alcuna risposta.

Round in Inghilterra e *Latour* in Francia realizzarono amplificatori a RF che riscossero un notevole successo. Round ideò una valvola a bassa capacità (conosciuta come V24) nel 1916 e fece uso di trasformatori costituiti da fili ad alta resistenza, in modo da contrastare le auto-oscillazioni.
Latour utilizzò particolari accorgimenti nei suoi trasformatori da alta frequenza, che consentirono di aumentare il fattore di merito del circuito. A questo punto era ancora necessario mettere a punto un affidabile amplificatore ad alto guadagno, ma ciò avvenne solo alcuni anni più tardi.

Figura 6 *Stazione ricetrasmittente a bordo di una nave da guerra*

Figura 6a *Valvole*

Figura 7 *Il capitano Henry Joseph Round*

IL RICEVITORE DI LEVY

Mentre proseguivano le ricerche per un ricevitore più selettivo e

sensibile, ottimi risultati furono ottenuti da uno sperimentatore francese, *Lucien Levy*, il quale adottò un sistema di ricezione che, nelle sue intenzioni, doveva risultare immune dagli effetti atmosferici e dalle interferenze delle stazioni vicine.
Questa nuova variante di percorso nel cammino verso il supereterodina fu da lui brevettata il 4 agosto del 1917.

Levy, come già Round e Latour, aveva realizzato che la progettazione di un amplificatore per alta frequenza multistadio a valvole avrebbe presentato insormontabili problemi di instabilità.
La soluzione obbligata al problema sarebbe stata quella di amplificare i battimenti.
Tuttavia, questo avrebbe comportato l'esaltazione sia della frequenza di battimento che dei disturbi. L'idea innovativa di Levy fu di adottare una frequenza di battimento che fosse oltre il campo udibile e di amplificare solo quella.
Anche Schottky e Armstrong arrivarono in seguito a scegliere una frequenza intermedia ultrasonica, ma per tutt'altri motivi. Bisogna sottolineare che il punto di partenza di Levy era diverso: egli era solamente interessato, come si è detto, a ridurre le interferenze delle stazioni adiacenti e dei rumori atmosferici.
Il circuito da lui adottato (figura 10) realizzava un eterodina con battimenti a ultrasuoni.
I battimenti, dopo essere stati rettificati, venivano fatti transitare in un filtro passa-alto e amplificati prima di essere ricombinati con un ulteriore eterodina, così da avere altri battimenti, questa volta a frequenza udibile. Infine, il segnale veniva di nuovo rettificato per essere riprodotto.
Il ricevitore fu utilizzato per segnali telegrafici, ed è per questo che il secondo eterodina si rendeva necessario. Levy ebbe la corretta intuizione che i battimenti ultrasonici fossero così distanti in frequenza dai disturbi atmosferici e dalle interferenze dovute alle stazioni adiacenti da poter essere facilmente separati da essi.
Questa soluzione circuitale, inoltre, apportò un incremento alla selettività del ricevitore eterodina.

Figura 8 *Ricevitore autodina*

Nello schema in figura 10, *L1* è la bobina d'antenna, accoppiata con *L2* nel circuito di ingresso della valvola, che viene accordato dal condensatore *C2* sulla frequenza in ricezione.

Il condensatore *C1* e la resistenza *R1* servono per la rivelazione di griglia. Le oscillazioni di eterodina

Figura 9 Lucien Levy

sono fornite dall'avvolgimento *H1*, accoppiato a *L2*. Nella bobina di uscita L3 scorrono correnti a frequenza intermedia e queste vengono trasferite al filtro passa-alto posto all'ingresso della successiva valvola.

Il fatto importante dal punto di vista del supereterodina fu che Levy considerò anche l'ipotesi di aggiungere uno stadio amplificatore, accordato sulla frequenza ultrasonica, tra le due valvole *V1* e *V2* di figura 10, nel caso in cui l'ampiezza del segnale fosse risultata insufficiente.
Il circuito *L4-C4* è accordato sulla frequenza intermedia, *C3* e *R2* servono per la rettificazione di griglia; l'avvolgimento *H2* è collegato al secondo oscillatore locale e *C* è la cuffia per l'ascolto.

IL LAVORO DI RICERCA DI ARMSTRONG

Tornando ora al problema di realizzare validi amplificatori per scopi bellici, scopriamo che, quando gli Americani arrivarono in Europa, le nuove tecniche di ricezione sviluppate da Round e Latour erano ad essi del tutto sconosciute.
I ricevitori degli statunitensi e le loro valvole erano inadeguati al campo delle onde corte cui erano chiamati ad operare.
Preso atto di queste difficoltà, il maggiore H. Armstrong (figura 11), dell'Esercito di Spedizione americano, giunse alla conclusione che il problema poteva essere risolto se l'onda in ricezione fosse stata combinata con un'oscillazione locale, dando luogo ad una frequenza di battimento nella maniera ben nota a quei tempi ma, anziché udibile, sarebbe dovuta essere oltre il campo udibile e tale che le valvole e gli amplificatori che la tecnologia metteva a disposizione potessero amplificarla con più facilità che non i segnali a RF in ingresso.

Possiamo qui mettere a fuoco la differenza sostanziale tra il punto di vista di Levy e quello di Armstrong.
Entrambi avevano scelto una frequenza di battimento ultrasonica ma Armstrong, in più, aveva intuito che questa era la più adatta, sia per essere amplificata dalla valvole allora

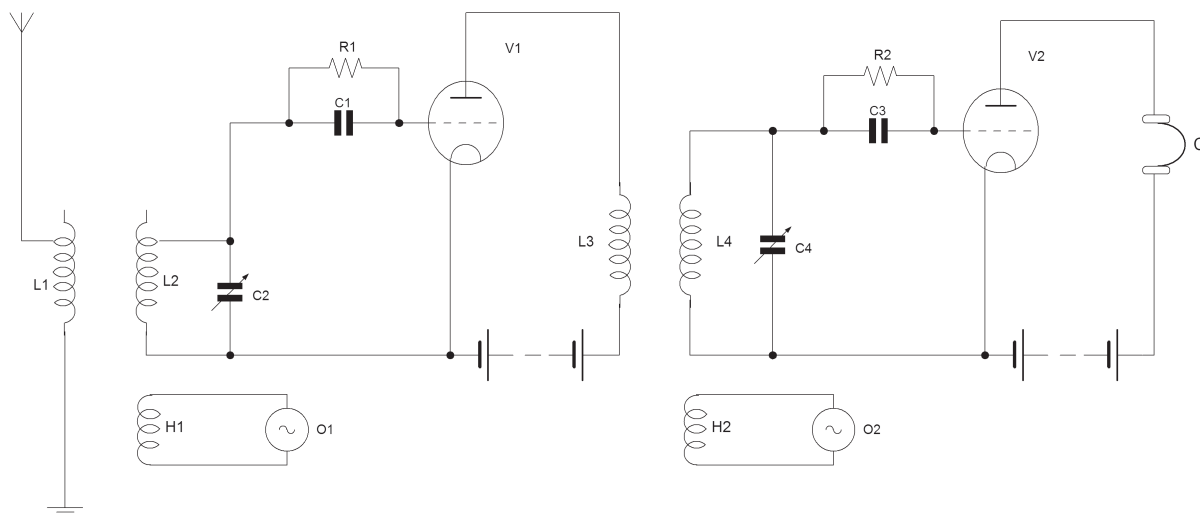



Figura 10 Ricevitore eterodina di Levy

disponibili, sia per poter ricostruire l'informazione del segnale modulante, dopo la rettificazione. L'idea innovativa era che il battimento avrebbe conservato la forma del segnale modulante e l'avrebbe restituita dopo la rettificazione. Chiaramente, questa osservazione estendeva le possibilità dell'eterodina non solo alla ricezione di segnali telegrafici, ma anche a quella di segnali vocali. Il concetto di *frequenza intermedia* cominciava ad assumere il suo vero significato.
L'intuizione di Armstrong relativa alle proprietà della conversione "verso il basso" costituì un passo decisivo verso il supereterodina. Lo schema di principio del ricevitore è visibile in figura 12.

Il segnale d'ingresso passa attraverso la bobina *L1,* che è accoppiata con *L2;* questa forma con *C1* un circuito sintonizzato sulla frequenza in ricezione. L'oscillatore locale *O1* alimenta la bobina *H1* che, accoppiata a *L2,* si sovrappone al segnale di ingresso. Così si formano le correnti a frequenza intermedia supersonica, le quali vengono rettificate dal detector *D1.*
La *f.i.* viene trasferita all'amplificatore *A* attraverso il trasformatore *T1.*
Dopo l'amplificazione, facilmente effettuabile a queste relativamente basse frequenze, la *f.i.* viene applicata al secondo detector *D2* e al riproduttore *C.*
Se i segnali provengono da un trasmettitore telegrafico, si impiega un secondo eterodina H2 per renderli udibili.
L'utilizzo della multipla conversione di frequenza è specificamente descritto nel brevetto di Armstrong (figura 14): "dopo la prima conversione a un battimento di, diciamo, 1000 Khz, le correnti possono essere amplificate e quindi di nuovo convertite, questa volta a una frequenza di, ad esempio, 100 Khz, la quale viene amplificata e rivelata".

L'esempio citato comportava due amplificatori ultrasonici e tre detectors. Il metodo si rivelò particolarmente importante per la costru-

Figura 11 Edwin Armstrong

zione di ricevitori efficienti.
Come viene fatto nei moderni ricevitori trans-oceanici, si possono effettuare conversioni multiple fino ad arrestarsi nel momento in cui si giunge ad un limite sufficientemente lontano dall'udibilità.

Sotto la direzione di Armstrong, l'Esercito Americano condusse ulteriori esperimenti su amplificatori a frequenza ultrasonica. Alla fine fu effettivamente costruito un prototipo funzionante di supereterodina a otto valvole, costituito da un primo detector, un eterodina, tre stadi di amplificazione a frequenza intermedia, un secondo detector e due stadi di amplificazione a bassa frequenza. Il ricevitore era costituito da due moduli distinti e costruito in maniera semplice e razionale (figura 15).

In seguito, la firma dell'Armistizio diede una battuta d'arresto alle ricerche. Armstrong brevettò la sua invenzione il 30 dicembre 1918.

IL SUPERETERODINA DI SCHOTTKY

L'invenzione di Armstrong fu, a sua insaputa, concepita sei mesi prima dal tedesco *Walter Schottky* (figura 16). Il percorso di ricerca fu analogo. Infatti, anche i Nazisti naturalmente dovettero scontrarsi con le stesse tipologie di problemi degli Alleati e condussero esperimenti del tutto simili.

Agli inizi del 1918 W. Schottky, direttore dei Laboratori *Siemens* (il Schwachstromkabel Labatorium) affermava che "le oscillazioni ricevute possono essere convertite linearmente, come per l'ordinaria ricezione eterodina, in onde a frequenza più bassa, facilmente amplificabili, facendo in modo che la prima valvola del ricevitore oscilli a una frequenza tale da dare battimenti non udibili".
Schottky osservò molto acutamente che, per poter effettuare una conversione lineare dei segnali, l'ampiezza ottimale del segnale di eterodina sarebbe dovuta essere tale da polarizzare la valvola "mixer" nel punto medio della sua caratteristica.
Queste idee furono pubblicate nel giornale del

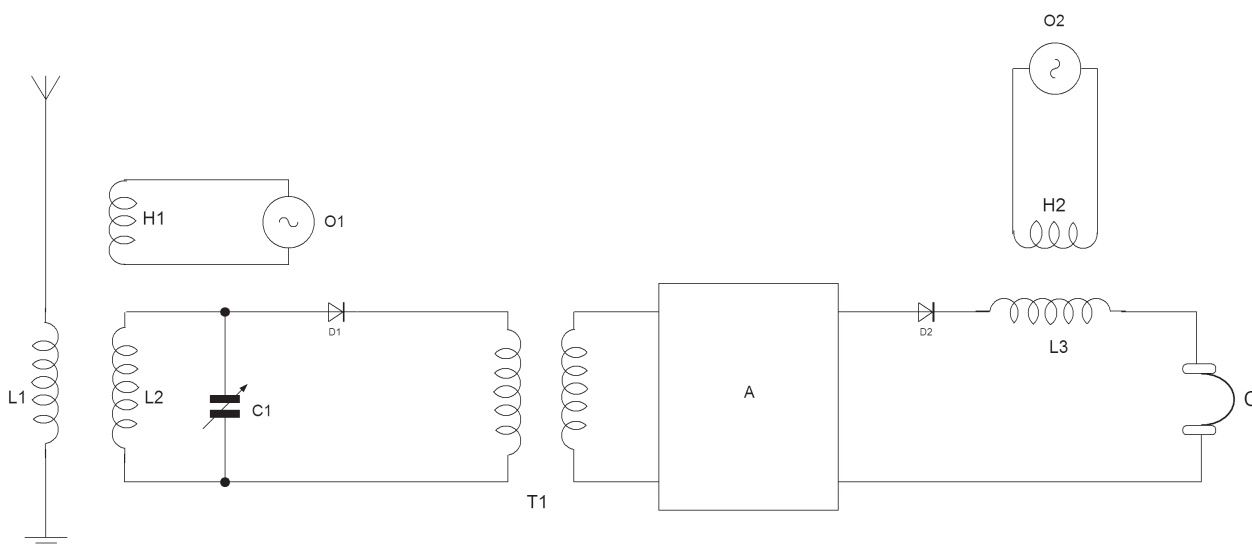



Figura 12 Schema del supereterodina di Armstrong

Labatorium nel periodo dal 25 febbraio al 16 marzo 1918. Il brevetto fu registrato il 18 giugno dello stesso anno. In seguito Schottky non potè approfondire i suoi studi e non ne seguirono sviluppi pratici.
In figura 17 vediamo lo schema del Supereterodina Siemens.

Osserviamo subito che il circuito è praticamente identico a quello di Armstrong. Le correnti di segnale nella bobina di ingresso *L1* inducono oscillazioni in *L2.* L'eterodina *H* fornisce un'alta frequenza al circuito ricevente attraverso gli avvolgimenti accoppiati *L4* e *L3* e le correnti sovrapposte sono rivelate da *D1.*
I circuiti accoppiati dal trasformatore *T* sono sintonizzati sulla frequenza ultrasonica dei battimenti.
Le correnti rettificate passano attraverso l'amplificatore *A* e sono rivelate una seconda volta da *D2,* che così fornisce segnali udibili al riproduttore *C.*

tuned to the same frequency as the circuit L_2C_2. An external heterodyne is coupled to the grid circuit of the first tube.

4. The method of operation of the system is the following: Suppose the frequency to be received is 1,000,000 cycles. The external heterodyne is adjusted to say 1,100,000 cycles so as to give a variation in amplitude or beat frequency of 100,000 cycles per second. The rectifying or detecting action of the first audion produces in its plate circuit a current having a 100,000 ∿ component. The circuit L_2C_2 is tuned to this beat frequency. The resistance coupled amplifier is coupled to this circuit by means of the coil L_3. This type of amplifier developes practically full efficiency on 100,000 ∿ so that a large amplification can be obtained. The output circuit of the amplifier is connected to an ordinary receiver thru a tuned circuit or not as required and the amplified 100,000 cycle current detected by means of some form of chopper.

5. It is obvious that the amplification of the 100,000 cycle current can be carried to any required extent without encountering the limitation of tube disturbances, since they are invariably of low frequency and can be blocked out by using small grid condensers in the amplifier and a circuit at the end of the amplifier tuned to the frequency to be amplified.

6. It should be noted here that in order to accomplish the first rectification efficiently, it is necessary to make the 1,100,000 cycle heterodyne current very much stronger than the signaling current. The reason for this is well known and can be found in the "Proceedings" of the Institute of Radio Engineers. It is ordinarily impossible to introduce a strong auxiliary current for heterodyne reception at the head end of a high frequency amplifier because it invariably overloads the last tubes of the amplifier, but it is possible in this case for the very reason which makes this method of reception necessary, viz., that a resistance coupled amplifier will not amplify short waves. Where the frequency is not extremely short or where it is desired to exclude the heterodyning current entirely from the amplifier and the tuned circuit L_2C_2 does not give sufficient screening, a filter may be introduced between the first tube and the amplifier, or small condensers may be connected across the resistance coupling of the amplifier. These can be adjusted to short circuit the high frequencies but not to interfere to any appreciable extent with the amplification of the lower beat frequency.

-2-

Figura 14 *Schema e descrizione originale del supereterodina di Armstrong*

Nel brevetto Siemens si evidenzia giustamente che, se i segnali a f.i. non fossero sottoposti ad amplificazione, il secondo detector si troverebbe a dover rivelare segnali di ampiezza inferiore a quelli presenti in antenna, per cui, avendo una soglia alta, non riuscirebbe a rivelarli.
Inoltre si osserva, come già fatto dallo stesso Armstrong, che se l'amplificatore viene sintonizzato sulla f.i., "ne risulta una maggiore selettività".

Figura 13 *Primo modello di Armstrong (1920)*

Figura 14a *Laboratorio di Armstrong a Parigi*

SVILUPPI POST-BELLICI

Con la conclusione del primo Conflitto Mondiale, negli USA vi fu un periodo di stasi nello sviluppo dei radioricevitori supereterodina. Non si sentiva particolarmente la necessità di sviluppare amplificatori ad alto guadagno, dal momento che le stazioni trasmittenti disponevano di potenze molto elevate e non vi erano così tante emittenti da creare problemi di interferenza tra canali adiacenti. Inoltre, gli apparati riceventi disponibili erano sufficientemente selettivi per le necessità di allora.

Si cominciò a parlare diffusamente di supereterodina nell'inverno del 1921, periodo in cui iniziarono i primi test tra radioamatori per instaurare un collegamento da una sponda all'altra dell'Atlantico.

Il contatto fu infine stabilito nel dicembre del '21 ad *Ardrossan* (Scozia), cittadina costiera nei pressi di Glasgow, tra un gruppo di sperimentatori inglesi, guidati dallo statunitense *Paul Godley* (venuto appositamente in Europa, figura 18a) e la stazione americana di *Greenwich,* nel Connecticut (figure 18b e 18c) e, in seguito, con diverse stazioni radioamatoriali americane.

Ricordiamo alcune note di cronaca su questa vicenda: il ricevitore di Godley utilizzava cinque stadi amplificatori a valvole e una f.i. di 100 Khz. La frequenza della portante era di circa 1.5 Mhz e la potenza in trasmissione era di 1 KW.

Durante il suo soggiorno a Londra, Godley fu accolto dal senatore Guglielmo Marconi e da molti altri illustri membri della Wireless Society. Nel suo esperimento fu coadiuvato dal *sig. Piersen,* tecnico della *Marconi International Marine Communications Company.*

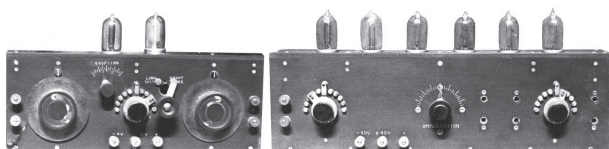



Figura 15 Secondo modello di supereterodina di Armstrong

L'antenna ricevente era costituita da un cavo di 850 piedi, sostenuto da 10 pali spaziati uniformemente e messo a terra a un'estremità.

Alle ore 00 e 50 del 9 dicembre 1921 Godley identificò il segnale proveniente da Greenwich.

La stazione trasmittente era frequentata da un folto gruppo di sperimentatori, tra cui sei membri del *Radio Club* americano.

Tra gli operatori era presente lo stesso E. Howard Armstrong. Anche il celebre Prof. *Pupin,* della *Columbia University,* diede il suo contributo all'impresa, data la sua esperienza nelle tecniche di produzione del vuoto per valvole termoioniche.

Nell'estate del '22 anche in Francia cominciarono a diffondersi le prime licenze e Leon Deloy, presidente del Radio Club di Nizza, diede inizio ai primi radioascolti amatoriali. Nel novembre del '23 stabilì un DX con l'americano Fred Schnell.

INIZIALE IMPOPOLARITÀ DEL SUPERETERODINA

Una grande opportunità per il ricevitore supereterodina si ebbe con il diffondersi delle trasmissioni broadcast. I costi dell'apparecchio, tuttavia, erano ancora alti e ne limitavano la diffusione su larga scala. Ciò non solo perchè questo tipo di ricevitore richiedeva più valvole per produrre gli stessi risultati di un apparecchio ad amplificazione diretta o a reazione, ma anche per il pesante problema dell'alimentazione. Era necessario fornire diversi ampere per alimentare tutti i filamenti; per questo motivo, l'alimentatore veniva alloggiato in un mobiletto sopra il quale

Figura 16 Walter Schottky

E' disponibile il nuovo

CATALOGO GENERALE 2005

Centinaia di scatole di montaggio, tutte tecnologicamente avanzate ma nel contempo facili da realizzare, adatte sia ai principianti che agli hobbisti più esperti: dagli amplificatori B.F. agli impianti di sicurezza, dai kit didattici ai radiocomandi, dai sistemi telefonici ai controlli con chip card: una gamma vastissima in grado di soddisfare qualsiasi esigenza. Inoltre, tantissimi semiconduttori e prodotti finiti: Starter Kit, sistemi di sviluppo, batterie, trasformatori, alimentatori, moduli in SMD, microtelecamere a colori e in bianco e nero, puntatori Laser, sensori PIR, radiocomandi, pannelli fotovoltaici, sistemi di localizzazione e navigazione GPS, telefonia GSM, moduli radio ed anche i prodotti **VELLEMAN!**

Richiedi subito la tua copia!

Compila il tagliando e spediscilo in busta chiusa a:

Futura Elettronica
V.le Kennedy 96, 20027 Rescaldina (MI)

allegando euro 2,00 in francobolli per contributo spese di spedizione.

Sì desidero ricevere il nuovo catalogo **FUTURA ELETTRONICA** aggiornato all'anno 2005. Allego euro 2,00 in francobolli per contributo spese di spedizione.

Nome:__________ **Cognome:**__________
Via:__________ **N°**___ **Tel.**_______ **C.A.P.**_____
Città:__________ **Provincia:**____ **Data:**_____

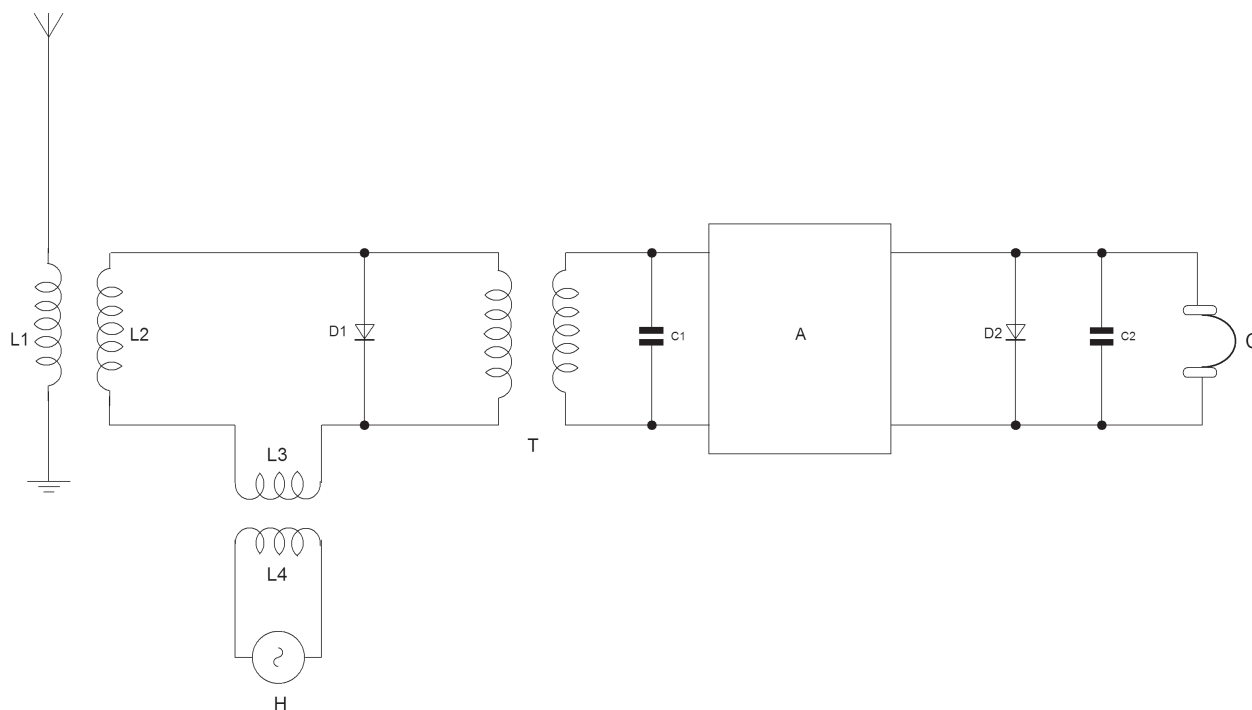



Figura 17 *Ricevitore supereterodina di Schottky*

veniva collocato il ricevitore vero e proprio.
Nei casi estremi, ad esempio per un apparecchio a 8 valvole, il costo dell'alimentatore diventava proibitivo e soltanto i più facoltosi potevano permetterselo.
Un altro elemento che contrastava con la riduzione dei costi era rappresentato dall'oscillatore locale, considerato dai più uno scomodo accessorio.
Armstrong e i suoi collaboratori fecero numerosi tentativi per combinare in una sola valvola le funzioni di primo detector e di O.L., ma i risultati non furono soddisfacenti per i seguenti motivi:

1. Si aveva una indesiderata emissione di segnali che interferivano con i ricevitori vicini, dal momento che il circuito d'uscita era accoppiato all'antenna.
2. Si determinava una perdita di amplificazione dovuta ad un certo *detuning* (fenomeno già presente, ad esempio, nell'Autodina di Round).

IL NEUTRODINA

A queste considerazioni dobbiamo aggiungere il fatto che il supereterodina aveva dei concorrenti molto validi, come ad esempio il *Neutrodina,* ideato da *Louis Hazeltine* nel 1920 (figura 19).

La caratteristica principale di questo ricevitore consisteva nel "neutralizzare" le capacità inter-elettrodiche delle valvole. Questo consentiva di realizzare un amplificatore a rf ad alto guadagno e con pochi stadi, con grande risparmio sui costi totali.

Un buon amplificatore Neutrodina, tuttavia, richiedeva una grande attenzione nella fase progettuale e soprattutto nella realizzazine delle schermature, rendendo i ricevitori piuttosto costosi.

L'ETERODINA DI HOUCK

Una soluzione molto interessante al problema della doppia funzione O.L. - Detector, si deve

ad *Harry Houck* il quale, nel '23, ideò l'eterodina "ad armoniche".
Lo schema, riportato in figura 21, risolve alcuni problemi tipici dell'Autodina facendo ricorso ad ingegnosi accorgimenti.

Vediamone il funzionamento. L'antenna è accoppiata al circuito *L2-C1*, sintonizzato sulla portante in arrivo. Segue un circuito *LC* serie (L3-C2) che porta il segnale alla griglia della valvola *V.* Dal circuito anodico una parte del segnale ritorna alla griglia per mezzo della bobina *L4.*
Tale feedback consente alla valvola di oscillare alla frequenza di risonanza del circuito *L3-C2,* frequenza che viene stabilita pari alla metà della portante in arrivo più metà della voluta f.i.
Ora, a causa delle non linearità della valvola, viene generato un certo numero di armoniche; il circuito anodico *L5-C3* viene tarato sulla seconda armonica; in tal modo, questa viene esaltata e quindi, in definitiva, sovrapposta alla portante in arrivo.
Il risultato della combinazione viene rettificato, sempre dalla valvola stessa e produce, nel circuito d'uscita, la desiderata f.i.
Infine, la bobina *L6* raccoglie il segnale utile e lo passa ai successivi stadi di amplificazione. Il vantaggio di questo schema consiste nel fatto che, dal momento che il circuito *L3-C2* viene accordato su una frequenza molto "distante" da quella del circuito di ingresso, *L2-C1,* viene ridotta di molto l'influenza reciproca tra i due circuiti risonanti; in questo modo, il fenomeno del detuning risulta molto attenuato e il circuito ne guadagna in stabilità. Per la stessa ragione, anche la re-irradiazione viene ridotta considerevolmente.
Inoltre, rispetto all'Autodina, non vi è qui la tipica perdita di segnale dovuta al fatto di utilizzare un singolo circuito accordato di ingresso, dal momento che il segnale in arrivo viene pre-filtrato dal gruppo *L2-C1.*

Figura 18a Apparato ricevente di Paul F. Godley

Figura 18b La prima stazione transcontinentale a onde corte (1921) - in primo piano spicca la massiccia figura del prof. Pupin

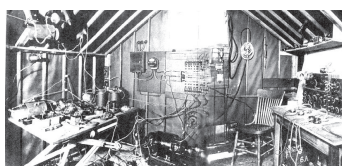



Figura 18c Interno della stazione

Figura 19 Louis Hazeltine

Figura 20 Uno dei primi apparecchi neutrodina

IL CIRCUITO TROPODINA

Un altro ricevitore che fu concepito per impiegare una sola valvola sia come oscillatore che come primo detector è conosciuto con il nome di *Tropodina* (figura 23).

In questo disegno viene utilizzata un'antenna di tipo "frame", accordata sulla frequenza di ingresso dal condensatore *C1.*
Il circuito d'antenna viene accoppiato alla valvola *V* per mezzo di *C2* che, allo stesso tempo agisce come condensatore di "griglia" all'ingresso della valvola per la rettificazione. Il circuito di griglia, *L1-C3,* viene accordato sulla frequenza di eterodina e le oscillazioni vengono mantenute dalla bobina di feedback *L2.*
Il condensatore *C2* viene connesso nel punto medio della bobina *L1* allo scopo di evitare probabili fenomeni di reazione tra l'antenna e la stessa *L1.* Questo collegamento consente di modificare a volontà l'accordo di entrambi i

gruppi *LC.*
Come già nel ricevitore ad armoniche di *Houck,* anche nel Tropodina la perdita di segnale dovuta al detuning che l'Autodina tipicamente manifesta, non si verifica, poiché il segnale in ingresso viene sintonizzato dal circuito d'antenna.

IL RICEVITORE REFLEX

Armstrong fece un ulteriore passo in avanti nella ricerca di soluzioni atte al risparmio di valvole con l'ideazione di uno schema in cui la prima valvola, oltre ad amplificare le correnti di segnale ad alta frequenza, svolgeva anche la funzione di amplificatrice per la frequenza intermedia.
L'introduzione di uno stadio amplificatore a *rf* fu suggerita dal fatto che, così facendo, il supereterodina si rendeva meno sensibile sia all'interferenza da "secondo canale", sia alle interferenze dovute alle armoniche dell'oscillatore che, sovrapponendosi ai segnali indesiderati, generavano correnti a f.i.
Vediamo lo schema di Armstrong in figura 24.

L'antenna viene sintonizzata per mezzo del condensatore *C1*. Il segnale in ingresso viene presentato alla griglia della valvola *V1*. In uscita, le correnti a rf amplificate vengono trasferite dal trasformatore *T1* alla griglia della seconda valvola, *V2*. Questa effettua la stessa funzione dell'eterodina di Houck: la seconda armonica delle oscillazioni di *V2*, dovute all'accoppiamento tra gli avvolgimenti *L3-L4* (dove L3 e C3 sono accordati sulla fondamentale) viene combinata nel medesimo circuito di griglia e dà luogo, dopo rettificazione, al segnale a frequenza intermedia.
Nel circuito di placca di *V2*, l'avvolgimento *L2* (sintonizzato da C2 sulla f.i.) è accoppiato con la *L1* del circuito di ingresso di *V1*, dando luogo ad una certa reazione positiva, ma solo relativamente alla frequenza intermedia.
Quindi il segnale a f.i. viene sottoposto ad

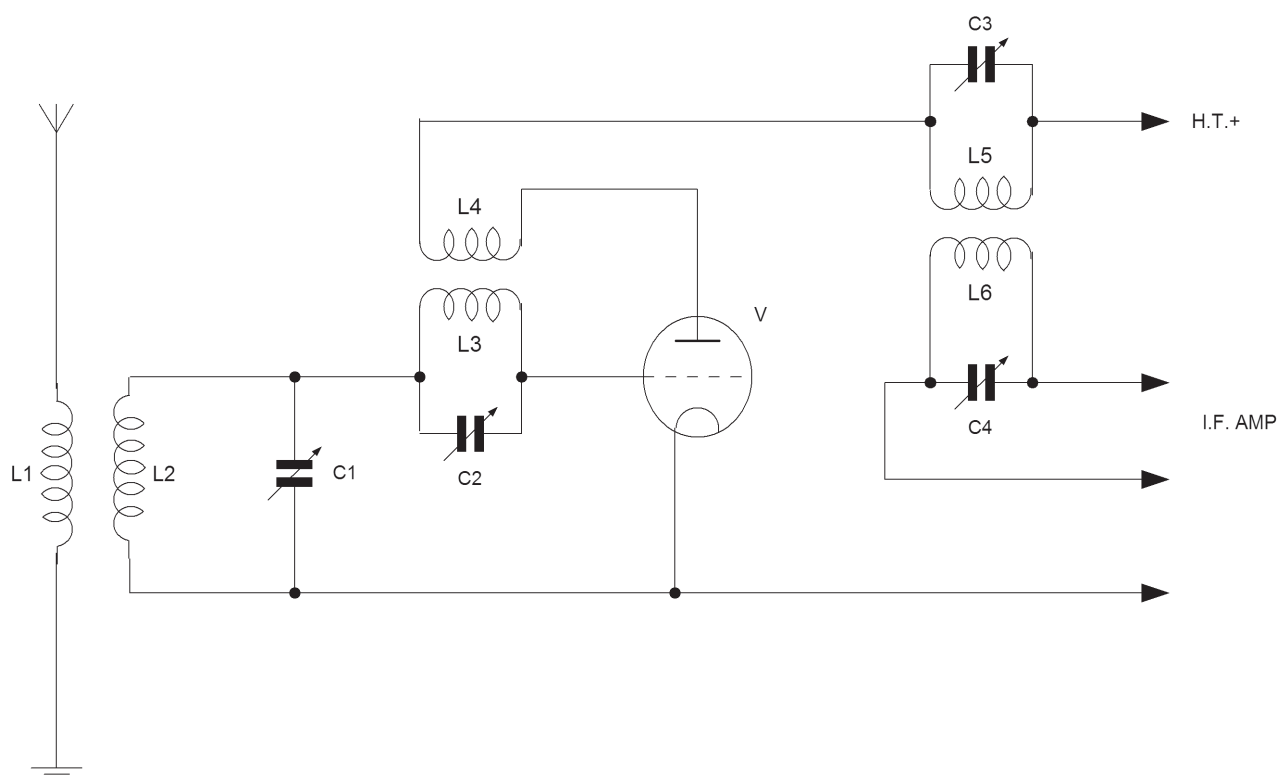



Figura 21 *Ricevitore "ad armoniche" di Houck*

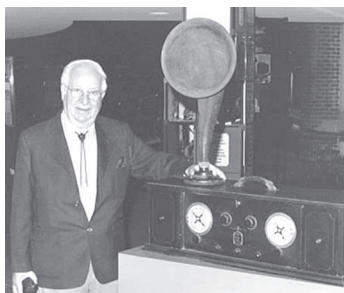



Figura 22 *Harry Houck insieme al suo eterodina ad armoniche*

amplificazione dalla stessa *V1*. A questo punto, il segnale amplificato giunge al primario del trasformatore *T3*.
Da qui, si passa agli stadi successivi. Osserviamo quindi come nella valvola *V1* si trovino a convivere sia il segnale a RF di ingresso sia il segnale a f.i.

Di solito, utilizzando una stessa valvola per amplificare segnali sia a bassa che alta frequenza, si incontravano inconvenienti; ad esempio, esisteva la tendenza dei picchi a bassa frequenza a rendere "positiva" la griglia, con conseguenti effetti di distorsione.
Questo fenomeno non è presente nello schema di figura 24, in quanto le correnti a f.i. applicate alla valvola V1 sono di piccola entità.
Il vantaggio offerto da questa soluzione circuitale è che la ricezione indesiderata di stazioni a onde lunghe, da parte dell'amplificatore a f.i., è fortemente ridotta ad opera dell'induttanza *L1*, connessa in parallelo all'antenna e facente la funzione di by-pass per i segnali a bassa frequenza.

IL RICEVITORE INFRADINA

Un'innovazione interessante, teorizzata da *H. Green,* fu proposta da *E. M. Sargent* in un articolo sul giornale americano "Radio News", nell'agosto del 1926. L'idea su cui si basava era la seguente: dal momento che, con i normali ricevitori supereterodina, si udiva un forte rumore di fondo e un notevole inconveniente era rappresentato dalle interferenze da secondo canale e da armoniche, si sarebbe potuto migliorare il circuito se si fosse utilizzata una f.i. pari alla *somma* delle frequenze di ingresso e di O.L., anziché alla loro differenza.

Su queste linee, egli progettò un ricevitore che chiamò "Infradina" (figura 25).
Consisteva in un amplificatore di segnale a due stadi, un primo detector, un oscillatore locale, un amplificatore a tre stadi per onde corte (la frequenza intermedia), tarato sui 95 metri, un secondo detector e due stadi amplificatori audio.
Il principio fondamentale su cui si basa il supereterodina, e cioè quello di convertire il segnale di ingresso verso una frequenza *più bassa*, in modo da facilitarne l'amplificazione e la separazione da altri segnali, è completamente

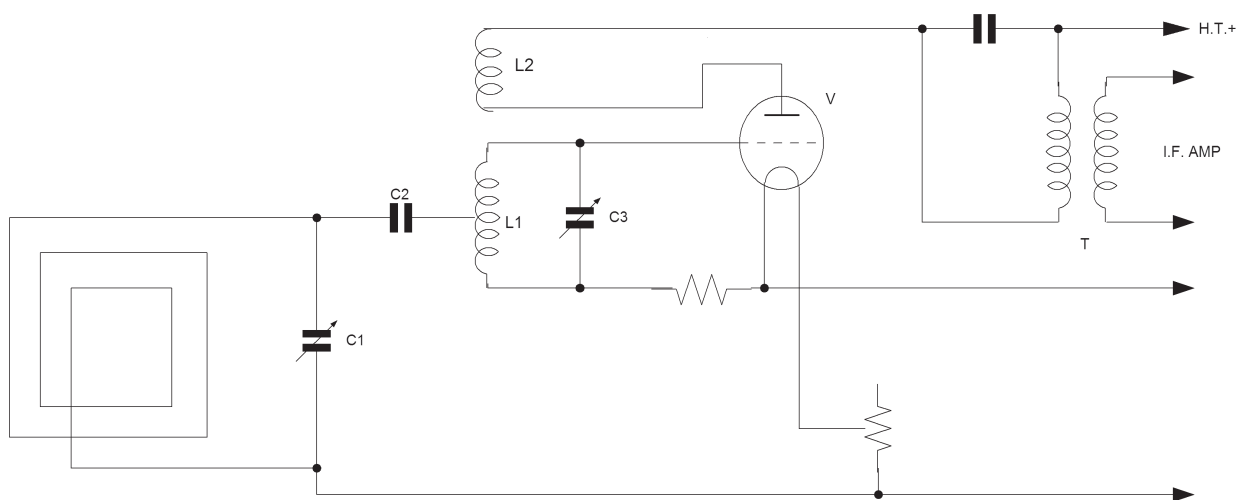



Figura 23 *Ricevitore tropodina*

messo da parte in questo schema. Gli inconvenienti erano non pochi: innanzi tutto, un amplificatore a f.i. da 3.2 Mhz richiedeva un progetto perfetto per funzionare bene e, anche allora, soffriva di un'intrinseca scarsa selettività.
D'altra parte, l'Infradina possedeva l'indubbio vantaggio di non avere problemi di armoniche da parte dell'oscillatore. Eliminava, pure, l'interferenza dovuta al battimento sulla f.i. di due stazioni vicine.

SVILUPPI PRATICI DEL SUPERETERODINA

Siamo giunti al 1926. In questo periodo la richiesta di apparecchi molto selettivi era sempre più sentita in America, in seguito alla rapida crescita sia in numero che in potenza delle stazioni broadcast. In Europa questa necessità era meno evidente, sia per la diversa conformazione orografica del territorio, che richiedeva potenze inferiori per la copertura, sia per un fisiologico ritardo nell'innovazione che ha sempre caratterizzato il Vecchio Continente.

Per questi motivi, il supereterodina fu sviluppato prima in Usa e solo successivamente in Europa.

È di questo periodo l'introduzione della valvola a basso consumo, detta "dull-emitter", che richiedeva solo un quarto della corrente di filamento delle precedenti.
Nel '27 venne introdotta la valvola a schermo di griglia, che portò ad amplificatori più stabili e diminuì la necessità di avere tutti quegli accorgimenti per la neutralizzazione, portando anche ad un aumento del guadagno del singolo stadio.

In questo periodo il supereterodina era ancora caratterizzato da tutta quella serie di "fischi" che ci fanno sorridere quando rivediamo un vecchio film in bianco e nero. Poi, vi era ancora la necessità del "doppio" controllo di sintonia (frequenza di segnale e oscillatore). Tutti problemi da risolvere e che non consentivano ancora il "sorpasso" nei confronti degli altri ricevitori.

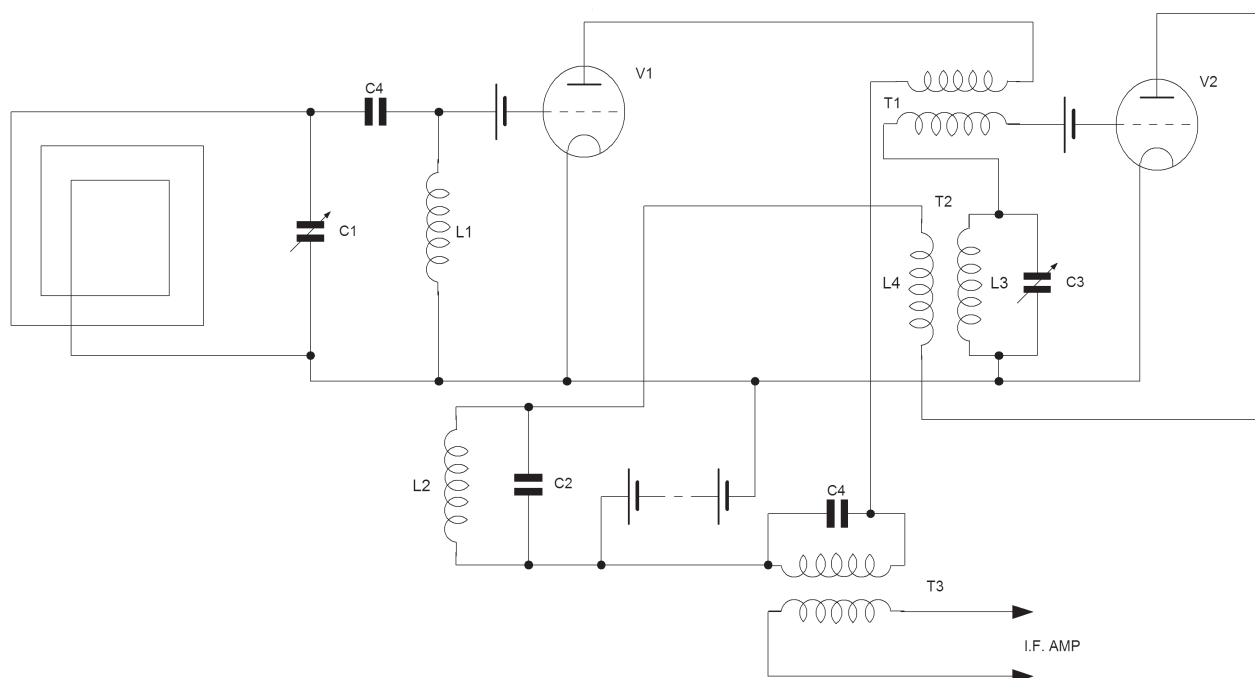



Figura 24 Schema del ricevitore reflex

Figura 25 Schema del ricevitore infradina

Figura 25a Ricevitore Infradina costruito da Remloc Radio Co., San Francisco

Figura 26 Houck e Armstrong con alcuni esemplari di supereterodina

Uno alla volta, questi aspetti vennero affrontati e se ne trovò una soluzione: si arrivò infine a realizzare un ricevitore a controllo unico e ad alta selettività.
Un altro effetto benefico derivò dall'adozione di una f.i. più alta.

Prima del 1928 si usavano comunemente frequenze intermedie dell'ordine dei 40-50 Khz; questi valori consentivano di avere amplificatori molto stabili e selettivi, ma i ricevitori erano particolarmente sensibili a diverse forme di interferenza.
Come compromesso tra stabilità e selettività da un lato e le problematiche legate alle varie tipologie di interferenza dall'altro, si stabilì di adottare la f.i. di 180 Khz.

IL SUPERETERODINA IN EUROPA

In Europa il ricevitore supereterodina seguì un iter diverso. Le difficoltà che si verificarono in America nei primi tempi del broadcasting furono qui ancora più marcate.
La pubblicazione di uno schema completo di supereterodina si deve alla rivista "Wireless World" nel 1923; in seguito, l'interesse tra i radioamatori decadde rapidamente.
In effetti, la richiesta di ricevitori altamente selettivi era molto modesta, dal momento che vi erano relativamente poche stazioni broadcast. L'interferenza non era uno dei problemi principali e gli amplificatori ad alta frequenza disponibili davano risultati più che soddisfacenti.

Il circuito Neutrodina e, più tardi, la valvola a schermo di griglia, contribuirono a rallentare la diffusione del supereterodina.
Ancora negli anni intorno al 1930, pur registrandosi un rapido incremento nelle emittenti, teneva banco il classico "3 valvole", consistente in un amplificatore a RF, detector e stadio di uscita (esempio nelle figure 27a e 27b).

Il 1933 può essere senz'altro identificato come l'anno di massima diffusione del supereterodina, almeno in Gran Bretagna, successo dovuto probabilmente alle soluzioni circuitali che permisero di realizzare apparecchi a 3-4 valvole, abbassando drasticamente i costi (esempio in figura 28).

RIFERIMENTI

Alfred T. Witts: **The Superheterodyne receiver** (Pitman & Sons, 1935).
S. N. Van Voorhis: **Microwave receivers** (Mc Graw Hill, 1st edition, 1948).

Figure 27a - 27b Apparecchio a reazione a 3 valvole Magnadyne M33, con alimentazione in c.a. (110V) e altoparlante magnetodinamico (1930)

Figura 28 Apparecchio supereterodina a 4 valvole Minerva 374 (1937)

Praticamente...

Il trasformatore:

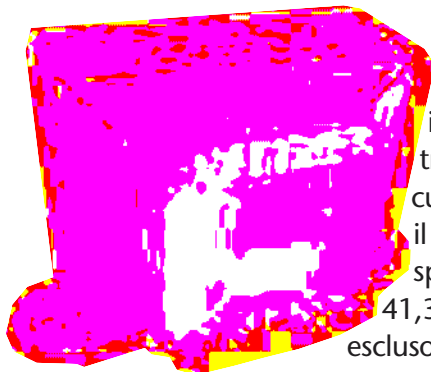
"Il trasformatore è una macchina elettrica statica atta a trasferire, sfruttando il fenomeno dell'induzione elettromagnetica, energia elettrica a corrente alternata da un circuito a un altro modificandone le caratteristiche". Questa è la definizione di trasformatore e questo mese ne analizzeremo il principio di funzionamento realizzando, come esempio, un inverter, un circuito in grado di erogare una tensione alternata di 220V a partire da una tensione continua di 12V.

ANALISI E SPECIFICHE DEL PROBLEMA

Il circuito da realizzare dovrà essere in grado di erogare una tensione alternata di 220V per pilotare un carico di rete da 40W a partire da una tensione continua di 12V. Un circuito di questo tipo è noto con il nome di Inverter e può essere utile ad esempio per disporre in auto di una presa a 220V come quelle presenti in casa.

LA SOLUZIONE PROPOSTA

La figura 1 riporta lo schema elettrico dell'inverter come richiesto dalle specifiche.
Il circuito si basa su un multivibratore astabile che genera due onde quadre con cui si pilotano i transistori T1 e T2. Il multivibratore è il circuito integrato IC1 (CD4047) che può funzionare come monostabile o come astabile. Nel nostro caso, collegando i pin 4, 5, 6 e 14 a livello alto ed i pin 7, 8, 9 e 12 a massa, è utilizzato come astabile e alle uscite 10 ed 11 si hanno due onde quadre opposte il cui periodo è dato dalla relazione:

$$T=4.4\ C3*(R2+P1)$$

dove, con P1 si intende ovviamente la porzione di resistenza inserita mediante il cursore del trimmer P1. Se P1 è tutto inserito (il cursore nella posizione più in basso) il periodo sarà di 24,2msec (corrispondente ad una frequenza di 41,3Hz), mentre con P1 totalmente escluso il periodo è di 14,52msec corrispondente ad una frequenza di 68,8Hz. Agendo su P1 si può dunque regolare la frequenza dell'onda quadra precisamente su 50Hz che è il valore di frequenza della tensione di rete. Le onde quadre così ottenute vengono applicate alla base dei due transistori T1 e T2 i quali si comportano come degli interruttori comandati: quando l'onda quadra è a livello alto (9V) il relativo transistor si comporta come un interruttore chiuso e porta a massa il terminale del trasformatore al quale è connesso; viceversa quando l'onda quadra è a livello basso, il transistor è interdetto ed il relativo avvolgimento del trasformatore non risulta alimentato. Pilotando il trasformatore in questo modo, si ottiene all'uscita un'onda sinusoidale di 220V e

di Maurizio Del Corso
m.delcorso@farelettronica.com

Inverter
12Vdc-220Vac da 40W

frequenza pari alla frequenza dell'onda quadra (quindi 50Hz se si è eseguita una buona taratura).

La resistenza R1 consente di fissare a circa 45mA la corrente nel diodo zener D2 il quale stabilizza a 9V la tensione di alimentazione di IC1. C1 filtra verso massa eventuali disturbi in radiofrequenza. Il diodo D1 protegge il circuito contro le tensioni negative, mentre le resistenze R ed R3 limitano la corrente di base nei transistori ad un massimo di circa 8mA garantendo la saturazione dei transitori in caso di livello alto in ingresso. T1 e T2 necessitano di un dissipatore e, poiché il circuito genera una tensione di 220V, si consiglia di prestare particolare attenzione durante il montaggio e la taratura.

IL TRASFORMATORE

Il trasformatore è una macchina elettrica costituita da due avvolgimenti realizzati su uno stesso nucleo ferromagnetico (materiale fortemente permeabile al campo magnetico) come schematizzato in figura 2.
Qualsiasi conduttore percorso da corrente genera un campo magnetico e, se tale corrente è alternata, anche il campo magnetico che si genera risulta alternato. Se poi il conduttore è avvolto su se stesso in n spire (solenoide) il campo magnetico generato sarà massimo all'interno dell'avvolgimento e nullo (o comunque trascurabile) all'esterno. Realizzando l'avvolgimento su un materiale ferromagnetico, il campo magnetico generato darà vita ad un flusso (F) vincolato all'interno del materiale stesso.
Il fenomeno è del tutto reversibile, ovvero immergendo un solenoide in un flusso magnetico alternato, si potrà misurare ai suoi capi una tensione indotta (forza magnetomotrice). Realizzando i due avvolgimenti su uno stesso nucleo sarà possibile generare il flusso magnetico alimentando un avvolgimento e prelevare la forza magnetomotrice indotta sull'altro avvolgimento.

Figura 1 La soluzione proposta

Alimentando con una tensione sinusoidale di ampiezza V1 l'avvolgimento di n1 spire, la tensione V2 ottenuta sull'altro avvolgimento (di n2 spire) è data da:

$$V2=V1*n2/n1$$

Agendo quindi sul numero di spire dei due avvolgimenti, è possibile determinare se la tensione V2 sarà maggiore o minore della tensione V1. L'avvolgimento alimentato è detto avvolgimento primario, mentre l'altro è detto avvolgimento secondario.

Figura 2 Schema della struttura di un trasformatore

È opportuno sottolineare che il trasformatore, benché consenta di ottenere, in uscita, tensioni maggiori di quelle in ingresso, non è assolutamente un amplificatore: la potenza all'avvolgimento primario è infatti uguale a quella sul secondario, il che significa che il prodotto tra tensione e corrente è costante sui due avvolgimenti. Se la tensione al secondario è maggiore di quella al primario, sicuramente non sarà lo stesso per la corrente. Disponendo ad esempio di un trasformatore 220V/12V l'avvolgimento a 220V sarà sicuramente realizzato con un filo di diametro minore rispetto all'altro in quanto, a parità di potenza, ad una tensione maggiore deve corrispondere una corrente minore.
Gli avvolgimenti sono realizzati con filo di rame smaltato in modo da avere alti numeri di spire in spazi molto ristretti.

La presa centrale

Il trasformatore utilizzato nello schema di figura 1 è dotato di una presa centrale su uno dei due avvolgimenti. Le due metà dell'avvolgimento dotato di presa centrale, sono composte da spire avvolte in senso contrario nelle due parti dell'avvolgimento. Questa particolarità permette di ottenere due tensioni sinusoidali della stessa ampiezza ma di fase opposta (quando la prima è massima positiva, la seconda è massima negativa e viceversa). In figura 3 un particolare dell'avvolgimento con presa centrale.
Nel caso di un trasformatore a presa centrale con primario da 220V e secondario da 12V+12V è possibile ottenere due tensioni sinusoidali di ampiezza 12V (ciascuna ai capi di un singolo avvolgimento secondario) oppure una tensione sinusoidale di ampiezza 24V (se si preleva la tensione si due capi opposti dei due avvolgimenti escludendo la presa centrale).

PERCHÉ UN ONDA QUADRA

Come già spiegato in precedenza, il trasformatore Tr1 dello schema di figura 1, viene pilotato attraverso l'avvolgimento secondario mediante un'onda quadra. Per quanto detto, un trasformatore funziona solo con tensioni sinusoidali, quindi come può lavorare correttamente con un segnale rettangolare?
In elettronica esiste un noto teorema (teorema di Fourier) secondo il quale ciascun segnale periodico (sia esso rettangolare, triangolare o di qualsiasi altra forma) avente una certa frequenza f_0 può essere sempre scomposto nella somma di un numero infinito di onde sinusoidali di frequenza pari e multipla della frequenza f_0 ed ampiezza opportuna e via via decrescente. In figura 4 è riportato un esempio: l'onda in rosso è il risultato della somma delle prime

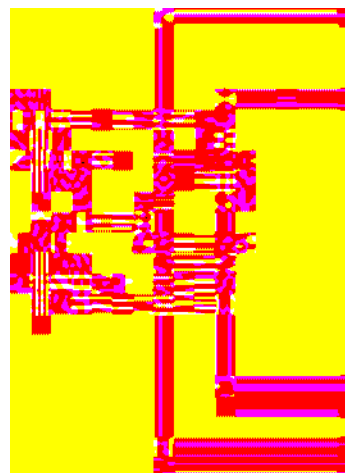
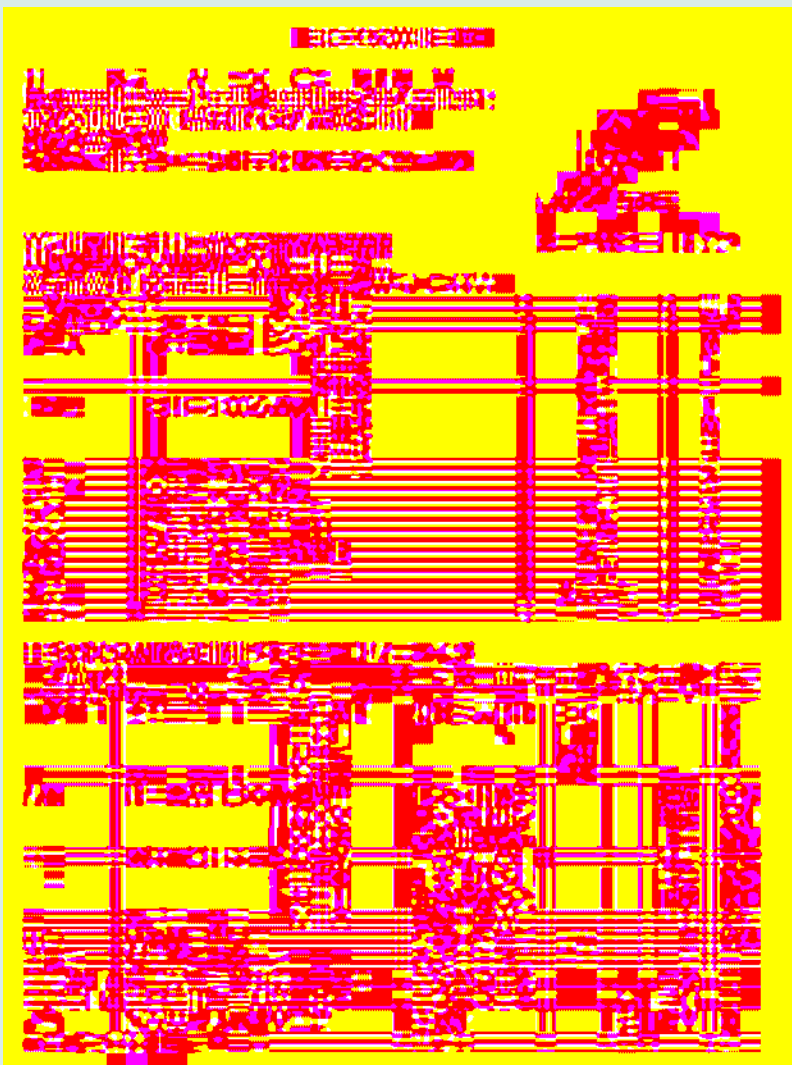



Figura 3 L'avvolgimento con presa centrale

Figura 4 La somma della fondamentale e delle prime tre armoniche di un'onda quadra

tre armoniche non nulle (in blu) e della fondamentale. Si noti che le armoniche di ordine superiore hanno ampiezza minore e si noti inoltre come già sommando poche armoniche si ottenga un'onda che già assomiglia molto ad un'onda quadra.

Senza addentrarci nella matematica, questa definizione ci è sufficiente per capire che l'onda quadra a 50Hz con cui viene pilotato il trasformatore di figura 1 può essere pensata come una moltitudine di onde sinusoidali di frequenza 50Hz, 100Hz, 150Hz e così via (più precisamente un'onda quadra è composta dalle sole armoniche di ordine dispari quindi 50Hz, 150Hz, 250Hz…). Di tutte queste onde, la fondamentale (di frequenza 50Hz) è quella che ha ampiezza maggiore ed è quella che determina il corretto funzionamento del trasformatore. Le armoniche di ordine superiore hanno ampiezza trascurabile rispetto alla fondamentale ed il loro effetto è attenuato anche grazie all'induttanza dell'avvolgimento che funziona da filtro. Ecco il motivo per cui in uscita al trasformatore si ha un segnale sinusoidale e non un'onda quadra. Viene utilizzata un'onda quadra in quanto questo tipo di segnale è assai facile da generare usando un multivibratore astabile digitale. Generare un segnale sinusoidale a 50Hz sarebbe stato molto più complesso.

CD4047 – CMOS Low-Power Monostable/Astable Multivibrator

✔ **Risparmierai** ben 12,00 euro sul prezzo di copertina

✔ Avrai la garanzia del **prezzo bloccato** per un anno

✔ La rivista ti sarà **recapitata comodamente** a casa

✔ Compreso con l'abbonamento (o il rinnovo) riceverai un **buono sconto del 20%** per un tuo prossimo acquisto sul sito www.farelettronica.com e, insieme alla merce ordinata, ti sarà recapitato l'esclusivo portapenne di Fare Elettronica

Riceverai ogni mese, direttamente a casa, tante idee, consigli e progetti di assoluta novità e attualità

(è possibile pagare con bollettino postale, bonifico bancario e carta di credito, maggiori dettagli in ultima pagina)

Alimentatori switching:

Nella prima puntata abbiamo realizzato un semplice alimentatore switching di tipo “boost”, senza controllo della tensione di uscita.
In questo secondo appuntamento forniremo il nostro “boost” di tale, necessario, controllo.
In più, ci addentreremo un poco nella teoria delle perdite di energia negli switching, sempre affiancando la teoria a misure pratiche.

INTRODUZIONE

(Ri)partiamo dal circuito “boost” 12V → 24V, presentato nella prima puntata, il cui schema elettrico completo è replicato in figura 1.

Ricorderete forse che questo circuito è in realtà un moltiplicatore x2 della tensione di ingresso, quindi se varia la tensione di ingresso, varia anche la tensione di uscita.
Non solo: all’aumentare del carico dal minimo al massimo, la tensione di uscita varia di circa il 4%: poco, ma sempre molto di più rispetto allo zero-virgola-percento dei regolatori lineari.
Per finire, se si scollega il carico, la tensione di uscita sale a livelli elevati con ovvie (anche esplosive!) conseguenze per i componenti elettronici.

SISTEMI DI CONTROLLO: GENERALITÀ

Come risolvere i tre problemi precedenti?
Semplice, utilizzando un classico sistema a retroazione che continuamente effettua una comparazione, cioè calcola l’errore, tra la tensione di uscita reale ed una tensione di riferimento stabile, e utilizza questa informazione per intervenire in qualche modo su alcuni parametri del circuito.
In figura 2 potete vedere un semplice schema di principio.

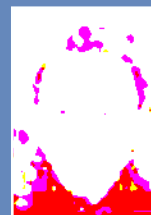
Il modo in cui si interviene sui parametri del circuito per stabilizzare la tensione di uscita, individua una particolare **tipologia del sistema di controllo** (da non confondersi con le tipologie degli switching che abbiamo trattato nella prima parte).
Nel nostro corso ci limiteremo a tre tipologie di controllo:

- PSM o PFM: Pulse Skip Modulation o Pulse Frequency Modulation, traducibili in Modulazione a “Salto dell’Impulso”, e a “Frequenza dell’Impulso”, che sono due denominazioni diverse per la stessa tipologia.
- PWM: Pulse Width Modulation o Modulazione a Larghezza di Impulso, che si divide a sua volta in due categorie:
  - PWM Voltage Mode
  - PWM Current Mode

Inizieremo ovviamente dal sistema più semplice, cioè il PFM.

SISTEMI DI CONTROLLO: PFM/PSM

Questo sistema utilizza il risultato della com-

di Romano Bernarducci
r.bernarducci@farelettronica.com

Controllo della tensione di uscita

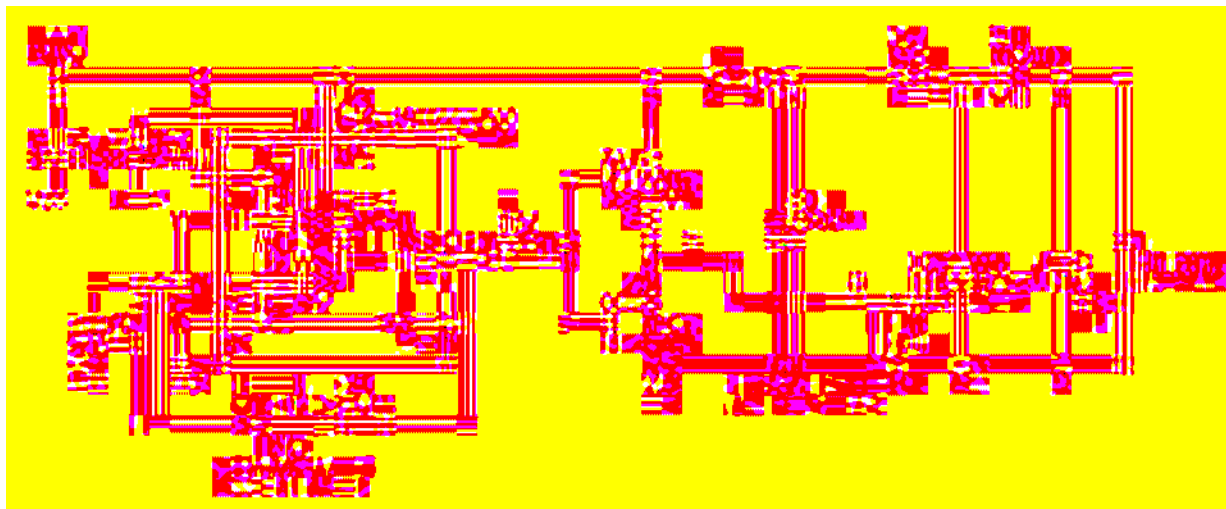



Figura 1 "boost" 12V → 24V, 2,88W

parazione tra la tensione di uscita e la tensione desiderata, per decidere quando attivare la commutazione dello switching. In pratica, se la tensione di uscita è corretta oppure è troppo alta, disattiva la connessione tra P1 e P2 di figura 1, spegnendo a tutti gli effetti lo switching.

In caso contrario, cioè se la tensione di uscita è minore di quella desiderata, attiva la connessione tra P1 e P2. Si nota subito che sia la frequenza dell'oscillatore 555 che il suo duty-cycle non sono influenzati. **È evidente che il modo in cui viene realizzato il controllo è un semplice ON/OFF di tutto lo switching**, inteso come parte di potenza, cioè la parte a destra di figura 1. Il vantaggio fondamentale di questa tipologia di controllo è la sua estrema semplicità ed economicità. Per spiegare il nome PFM, consideriamo che, con basso carico di uscita, lo switching è spento per la maggior parte del tempo, e solo ogni tanto viene acceso per ricaricare il condensatore di uscita e ripristinare la tensione. Quindi è come se la **frequenza** dell'impulso di commutazione che arriva al MOSFET variasse rispetto a quella a pieno carico, quando tutti gli impulsi attivano il MOSFET. Analogamente, la sigla PSM indica che il circuito "salta" alcuni impulsi, cioè non attiva il MOSFET, tra diversi impulsi attivi (cioè che accendono il MOSFET).

Realizzeremo il nostro sistema PFM per mezzo di un comparatore duale di facile reperibilità, del tipo LM393, usato solo per metà, e collegando l'altra inutilizzata in modo da evitare oscillazioni. Lo schema del semplice circuito di controllo è riportato in figura 3.

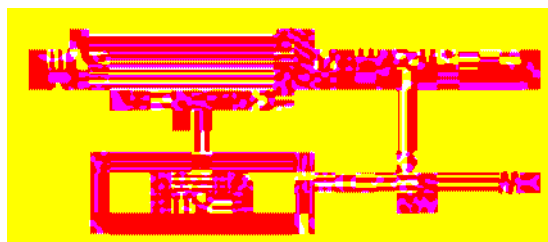



Figura 2 Schema di principio di un sistema di controllo

Il circuito integrato 78L05 costituisce il riferimento di tensione (Vref della figura 2). Anche se non eccelso come stabilità e consumo di corrente (cioè la corrente che assorbe internamente per funzionare), è sufficiente per i nostri scopi.
Chi volesse può sostituirlo con circuiti integrati di riferimento come gli LM385/LM336 ma anche, perché no, con un diodo zener e relativa resistenza di caduta. In ogni caso, sul pin non invertente del LM393 ci sarà una tensione di riferimento di 5V.
Le resistenze R4, RV2 e R5 dividono la tensione di uscita per adattarla a quella del riferimento. L'utilizzo di una tensione di riferimento più bassa di quella d'uscita, e quindi la necessità di attenuare quest'ultima, è una prassi usata praticamente in tutti gli alimentatori. A seconda della regolazione del trimmer RV2, si ottiene in uscita una tensione stabilizzata variabile da un minimo di 12V (ricordate che un boost non può fornire una tensione minore di quella di ingresso) fino a 24V (a carico massimo) o anche più (per carichi minori). La formula di calcolo si ottiene a partire dalla situazione di equilibrio agli ingressi del comparatore, cioè quando V(+) è uguale a V(-), applicando le note proprietà dei partitori resistivi di tensione:

$$V(+) = 5$$
$$V(-) = V_{OUT} * (RV2 + R4) / (RV2 + R4 + R5)$$

Eguagliando questi termini ed isolando V_{OUT} si ottiene:

$$V_{OUT} = 5 * (RV2 + R4 + R5) / (RV2 + R4)$$

Regolando il trimmer RV2 alla sua resistenza minima (0 Ω) si ottiene la tensione massima **teorica:**

$$V_{OUT,MAX} = 5 * 18300 / 3300 = 27{,}7V$$

mentre regolandolo alla resistenza massima (10kΩ) si ottiene la tensione minima **teorica:**

$$V_{OUT,MIN} = 5 * 28300 / 13300 = 10{,}6V$$

Notate che l'uscita del comparatore LM393 è di tipo open-collector, cioè chiude verso massa quando V(-) è maggiore di V(+), ed è un circuito aperto (con impedenza "infinita") quando V(+) è maggiore di V(-).
Questa caratteristica ci permette di implementare molto facilmente l'ON/OFF della parte di potenza, come richiesto dal circuito di controllo PFM, **collegando l'uscita del comparatore al pin 5 dell'oscillatore 555.** Infatti, se la tensione di uscita è maggiore di quella desiderata, all'uscita del LM393 la tensione è circa pari a 0V, quindi anche il comparatore interno al 555, collegato al RESET del flip-flop (vedi schema del 555 in figura 1), è sempre attivo, l'uscita del 555 è a 0V e l'oscillatore è fermo.
Non appena la tensione di uscita scende sotto al valore di riferimento, l'uscita del LM393 diventa ad alta impedenza, e quindi l'oscillatore 555 funziona normalmente alla frequenza e duty-cycle stabiliti. Ritengo che questa scelta sia semplice ed efficace, rispetto all'aprire e chiudere la connessione tra P1 e P2, che presenta diverse complicazioni.

CIRCUITO STAMPATO

Di questo switching boost, completo di circuito di controllo PFM, ho realizzato un semplice circuito stampato, riportato in figura 4, con il programma Sprint Layout 4.0. Il relativo file .LAY è scaricabile dal sito di Fare Elettronica. Se realizzerete questo stampato, ricordatevi di montare il ponticello a lato di C3 e C7, che

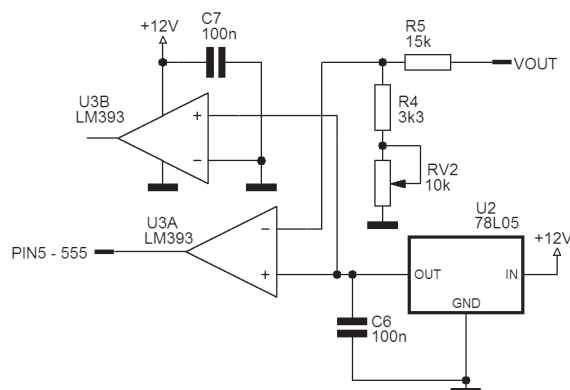



Figura 3 *Schema del circuito di controllo PFM*

collega l'uscita di controllo dal comparatore all'oscillatore.

MISURE SUL CIRCUITO

Variando il trimmer RV2 dal massimo al minimo, senza carico in uscita (a parte quello costituito da R4, R5 e RV2), ho ottenuto per la tensione di uscita i seguenti valori:

$V_{OUT,MIN}$ = 11,9V
$V_{OUT,MAX}$ = 28,4V

in buon accordo con i valori calcolati, considerando le tolleranze delle resistenze (5%), del trimmer (10%) e del 78L05 (5%).
Regolando la tensione di uscita al valore intermedio di 18V, variando il carico dal minimo al massimo, e la tensione di ingresso da 10,8V a 13,2V (cioè 12V ± 10%), ho ottenuto per la tensione di uscita i valori in tabella:

Tensione di ingresso [V]	Carico	Tensione di uscita [V]
10,8	nessuno	**17,99**
10,8	200Ω	**17,95**
13,2	nessuno	**18,02**
13,2	200Ω	**18,04**

Ciò corrisponde ad una variazione totale di circa lo 0,3%, rispetto al 4% calcolato nella prima puntata, in assenza del circuito di controllo. In figura 5 ho riportato una schermata dell'oscilloscopio che mostra il funzionamento del circuito di controllo, regolato alla tensione di uscita di 18V, con carico pari a 200Ω.

Nella traccia 1 è visibile l'uscita del comparatore LM393 (collegata al pin 5 dell'oscillatore 555), mentre nella traccia 2 è visualizzato il segnale di gate del MOSFET. Notare che quando l'uscita del LM393 è bassa, nessun impulso arriva al gate del MOSFET, come volevasi ottenere per il circuito di controllo PFM/PSM. Nella traccia 2 è visibile un breve impulso iniziale più corto, seguito da serie successive di quattro impulsi standard da 2,8μs (180kHz al 50% di duty-cyle). Aumentando la resistenza di carico a 300Ω, otteniamo l'oscillogramma:
È interessante notare che ora, sul gate del MOSFET, sono presenti serie costituite da soli due impulsi standard (più due brevi), e anche il periodo di ripetizione dei burst è variato da circa 44μs a 38μs. Questo fatto rappresenta il più grave svantaggio di questa tipologia di controllo: al variare del carico, la frequenza dei burst (che si ripercuote anche sul ripple di uscita e sui disturbi emessi dallo switching) varia enormemente.
Ricordate che tutto ciò che è a spettro stretto (cioè che occupa un piccolo range di frequenze, o meglio "un'unica" frequenza), è facilmente filtrabile, e viceversa. Nonostante questo svantaggio, per l'estrema semplicità del circuito PFM è stato implementato in una grande quantità di circuiti integrati commerciali, tra i quali:

- MC33063/MC34063 della ON Semiconductor (universale)
- LM78S40 della National e di altre case (universale)
- LM3578 della National (universale)
- LM2621 della National (solo boost)

Dopo tutta questa pratica e misure, riprendiamo un poco di teoria: parliamo delle perdite di potenza negli alimentatori switching.

PERDITE (LOSSES) NEGLI ALIMENTATORI SWITCHING: GENERALITÀ

Cosa si intende per perdite negli alimentatori switching?
Tutte le dissipazioni di potenza non utili, dovute alla non idealità dei componenti elettronici che costituiscono il circuito. Per fare un esempio, nella prima puntata abbiamo visto che un interruttore, per essere ideale, deve avere resistenza nulla quando chiuso (cioè caduta di tensione ai suoi capi nulla) e resistenza infinita quando aperto (cioè corrente che scorre pari a zero). Avevamo espresso questo concetto con le formule:

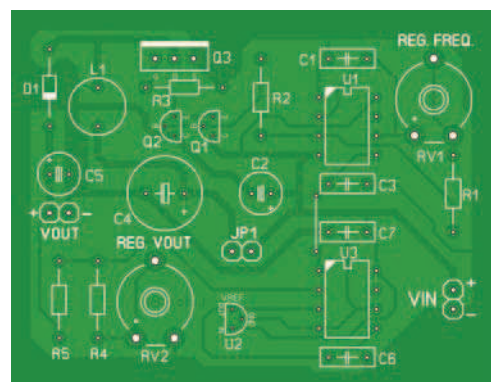
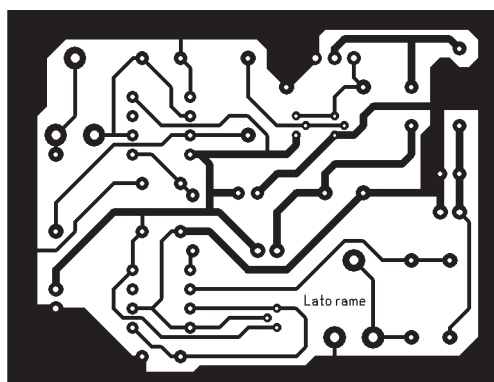



Figura 4a 4b *Circuito stampato "boost" 12V → 12÷24V con circuito di controllo PFM*

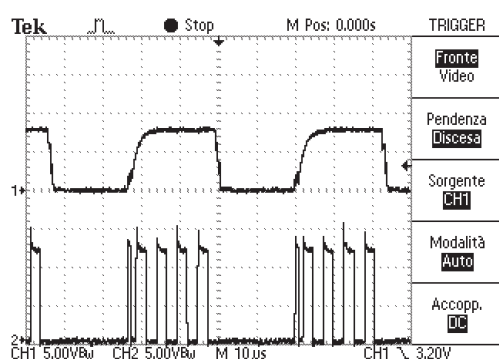



Figura 5 *Oscillogramma del circuito di controllo PFM, V_{OUT} = 18V, carico = 200Ω*

$P_{DISS,ON} = V_{ON} * I_{ON} = 0 * I_{ON} = \mathbf{0}$ (nello stato ON)
$P_{DISS,OFF} = V_{OFF} * I_{OFF} = V_{OFF} * 0 = \mathbf{0}$ (nello stato OFF)

Qualsiasi deviazione dall'idealità, anche solo per un breve transitorio, comporta $P_{DISS} > 0$ e di conseguenza, una riduzione dell'efficienza e un aumento del calore generato.

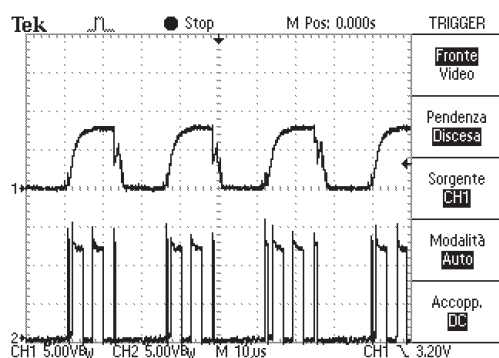



Figura 6 *Oscillogramma del circuito di controllo PFM, V_{OUT} = 18V, carico = 300Ω*

PERDITE NEGLI ALIMENTATORI SWITCHING: CONDENSATORI

Ricordate il grafico dell'oscilloscopio della scorsa puntata? A fronte di un ripple di tensione teorico di circa 30mV, quello reale era di circa 750mV, ben 25 volte tanto. Adesso posso dare una spiegazione: se ricordate, avevo ipotizzato che il condensatore di uscita fosse ideale. Nella realtà un condensatore è approssimabile con la rete riportata in figura 7.

Si noti la resistenza in parallelo, in genere di valore elevato (da MΩ a GΩ), l'induttanza (valore dell'ordine dei nH) ed un'altra resistenza in serie (pochi ohm o frazioni di ohm). La resistenza in parallelo indica la perdita nel condensatore dovuta all'autoscarica, legata a sua volta a difetti del dielettrico. Questo parametro viene in genere indicato equivalentemente con il cosiddetto angolo di perdita δ (o con la sua tangente). Tuttavia, considerando che ai capi del condensatore di uscita ci saranno sempre delle resistenze di valore molto più basso (ad esempio quelle di partizione della tensione di uscita, e lo stesso carico) la possiamo trascurare. L'induttanza in serie è causata dai terminali del condensatore e/o dagli elettrodi avvolti a spirale nel caso di condensatori elettrolitici: possiamo trascurare anche questa. Resta solo la resistenza in serie, che non possiamo trascurare e che prende il nome di ESR - Equivalent Series Resistance e che, purtroppo, non è stabile ma varia con la temperatura e con la frequenza. Per il nostro corso, quindi, lo schema equivalente del condensatore sarà:

Quali sono gli effetti, ovviamente negativi, dell'ESR?
Fondamentalmente tre:

- Aumento del ripple di uscita.
- Dissipazione di energia all'interno del condensatore e quindi perdita di efficienza.
- Aumento della temperatura interna del condensatore e quindi riduzione della vita dello stesso.

D'ora in avanti dovremo quindi inserire l'ESR sia nel calcolo del condensatore di uscita (PASSO 8 della prima puntata) che nel calcolo dell'efficienza generale. Riscriviamo perciò la procedura di calcolo del condensatore di uscita.

PASSO 8 - calcolo del condensatore di uscita (tipologia boost)

Riporto la formula che fornisce il valore del condensatore di uscita necessario per un determinato ripple ΔV:

Formula 1

$$C = I * \Delta t / \Delta V$$

(C in Farad, I in Ampere, Δt in secondi, ΔV in Volt)

Poiché bisogna tener conto del nuovo termine, dovuto all'ESR, che contribuirà al ripple totale, imponiamo che il ripple dovuto alla capacità (ideale) sia pari alla metà del totale, cioè 50mV. Avremo quindi bisogno di un condensatore pari a:

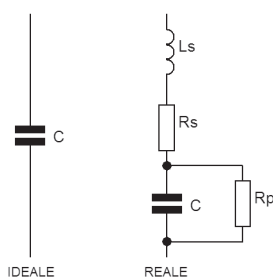



Figura 7 Schema equivalente di un condensatore reale

$$C = 0{,}12 * 2{,}75 * 10^{-6} / 0{,}05 = 6{,}6\mu F$$

Il ripple dovuto all'ESR costituirà l'altra metà del totale, cioè ancora 50mV. La formula per il calcolo dell'ESR... è la legge di Ohm:

Formula 2

$$ESR = \Delta V / \Delta I$$

(ESR in Ohm, ΔI in Ampere, ΔV in Volt)

dove ΔI è il massimo "salto" di corrente che attraversa il condensatore. Nella figura 9 è riportato il grafico della corrente che scorre nel condensatore di uscita:
Ricordate che le definizioni di fase ON e fase OFF si riferiscono all'interruttore principale (cioè il MOSFET Q3 nello schema). Durante la fase ON, sappiamo che nessuna corrente scorre attraverso il diodo verso il condensatore di uscita ed il carico.
Quindi il condensatore di uscita deve alimentare il carico da solo, e sappiamo che il carico assorbe al massimo 0,12A. Il segno negativo indica che tale corrente esce dal condensatore.
Alla commutazione tra fase ON e fase OFF, la corrente nell'induttanza è al suo massimo (0,375A) e, passando attraverso il diodo, si divide in due, in parte caricando il condensatore ed in parte alimentando il carico. Quindi, all'inizio della fase OFF, la corrente nel condensatore sarà pari a 0,375A (corrente totale) meno 0,12A (corrente assorbita dal carico), cioè 0,255A. Questa corrente decrescerà fino al valore di 0,105A alla fine della fase OFF, tuttavia ai fini del calcolo del ripple dovuto all'ESR

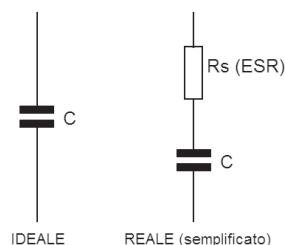



Figura 8 Schema equivalente semplificato di un condensatore reale

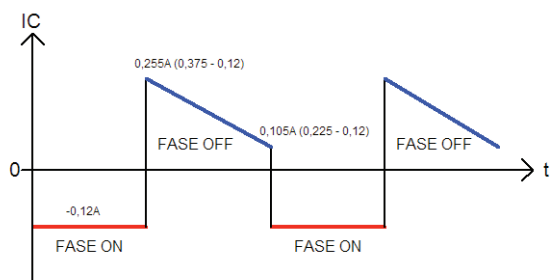



Figura 9 *Corrente nel condensatore di uscita, tipologia boost*

va considerato il caso peggiore del "salto" di corrente, che avviene proprio nel passaggio da fase ON a fase OFF e vale: 0,255 – (-0,12) = 0,375A, che guarda caso è proprio il valore di corrente massima nell'induttore. Ho comunque voluto calcolare in dettaglio questo risultato in quanto può tornare utile per le altre tipologie. Applicando finalmente la Formula 2 si ottiene:

ESR = 0,05 / 0,375 = 0,133Ω

È naturalmente possibile utilizzare un condensatore con ESR minore di quello calcolato, o ancora mettere in parallelo più condensatori identici, ma di ESR più alto, al fine di ridurre l'ESR totale.
E' ovvio infatti **che l'ESR totale di più condensatori in parallelo è pari al parallelo delle relative ESR.**
Tornando all'oscillogramma del ripple della puntata precedente, i 750mV picco-picco erano quindi evidentemente dovuti a:

- 30mV alla capacità pari a 10µF
- 720mV all'ESR!

Ne consegue che il condensatore elettrolitico utilizzato, pur se del tipo 105°, ha un ESR pari a 0,72 / 0,375 = 1,92Ω, valore abbastanza alto ma comune nei piccoli condensatori elettrolitici.
Una volta calcolato l'ESR necessario, come scegliere il condensatore?
Purtroppo l'ESR riportato nei datasheet (se riportato!), è solo ad una determinata frequenza (esempio: 100Hz-120Hz-100kHz-300kHz) e ad una certa temperatura, quindi occorre estrapolare il dato per adattarlo alla situazione del nostro switching. Si può affermare che:

- l'ESR aumenta con la temperatura: come stima grossolana possiamo considerare che raddoppi passando da temperatura ambiente alla massima operativa (85 o 105°).
- l'ESR diminuisce con la frequenza, fino ad un certo limite (centinaia di kHz) quando si stabilizza e/o riprende a salire: come stima grossolana possiamo dire che passando da bassa frequenza (100-120Hz) ad alta frequenza (10-200kHz) l'ESR diminuisce di un fattore 1,5.

Per fare un esempio, se dal datasheet di un condensatore di tipo 105°, leggiamo che l'ESR è pari a 1Ω alla temperatura di 25°C e a 120Hz, passando nel nostro caso alla frequenza di 180kHz e ammettendo che la temperatura del condensatore non superi i 50°C (temperatura ambiente più surriscaldamento dovuto alla dissipazione di energia e alla vicinanza con altri componente caldi):

Aumento dell'ESR dovuto alla temperatura (il termine tra parentesi quadre è l'interpolazione lineare del "raddoppio" dell'ESR):

$ESR_{50°} = ESR_{25°} * [1 + (50 – 25) / (105 – 25)] =$
$= 1,31Ω$

Diminuzione dell'ESR legata alla frequenza:

$ESR_{finale} = ESR_{50°} / 1,5 = 0,87Ω.$

A volte, invece dell'ESR, nei datasheet dei condensatori sono riportate altre grandezze come l'IMPEDENZA in Ω, oppure la CORRENTE DI RIPPLE MASSIMA in Ampere RMS. Nel caso dell'impedenza, potete tranquillamente considerarla identica all'ESR ed applicare le considerazioni fatte poc'anzi.
La corrente di ripple, invece, è inversamente

proporzionale all'ESR, cioè ad alte correnti di ripple corrispondono bassi valori di ESR e viceversa. Si applicano (inversamente) le stesse considerazioni sulle variazioni con la frequenza e la temperatura, già fatte per l'ESR. **Tuttavia, mentre l'ESR ha conseguenze dirette sul ripple in uscita, la corrente di ripple massima sopportabile dal condensatore è solo un parametro da rispettare per l'affidabilità e la durata dello stesso.**
Vediamo ora come selezionare il condensatore di uscita, a partire dalla corrente di ripple.
Calcoliamo quindi il valore efficace di quest'ultima. Senza dimostrazione, il valore RMS di una forma d'onda trapezoidale come quella di figura 9 è data dalla formula:

Formula 3

$$I_{RMS} = [(I1^2 + I2^2 + I1 * I2) * t_{OFF} / (t_{ON} + t_{OFF}) / 3]^{0,5}$$

(I_{RMS}, I1, I2 in Ampere)

dove I1 e I2 rappresentano l'ampiezza dei "lati" verticali della forma d'onda, evidenziati in nero nella figura 9 e che valgono quindi 0,375A e 0,225A. Il termine $t_{OFF} / (t_{ON} + t_{OFF})$ è adimensionale e vale 0,5 nel nostro caso. Sostituendo si ottiene:

$$I_{RMS} = [(0,375^2 + 0,225^2 + 0,375 * 0,225) * 0,5 / 3]^{0,5}$$

cioè, finalmente:

$$I_{RMS} = 0,214A$$

Un condensatore elettrolitico che fa al caso è il Panasonic serie FC 105°, da 150µ/35V (codice RS 315-0704), che esibisce un ESR (anzi un'impedenza) pari a 0,117Ω a 20°C (minore dei 0,133Ω richiesti) e con una corrente massima di ripple pari a 0,555A, superiore a quanto richiesto ma utile a mantenere bassa la sua temperatura.
Notate come, mentre per limitare il primo termine del ripple (dovuto alla carica/scarica della capacità, Formula 1) a 50mV basta un condensatore di soli 6,6µF, per ottenere lo stesso risultato per il ripple dovuto all'ESR occorre un condensatore di ben 150µF! Ciò è equivalente a dire che: in generale il ripple della tensione di uscita, nella tipologia BOOST, è quasi totalmente dovuto all'ESR del condensatore di uscita e solo in "piccola" parte dal valore di capacità.

Riepilogando la procedura di calcolo del condensatore di uscita:

1. Calcolare l'ESR necessario a partire dalla Formula 2, ipotizzando ΔV pari al 90% del totale (quindi 90mV).
2. Scegliere un condensatore di uscita che abbia un ESR inferiore a quello calcolato, o mettere in parallelo due o più condensatori con ESR maggiore.
3. (Opzionale ma consigliabile per l'affidabilità) calcolare il ripple di corrente con la Formula 3 e verificare che sia inferiore al massimo sopportabile dal condensatore scelto nella fase 2.
4. Calcolare il ripple di tensione dovuto alla capacità, con la Formula 1 e verificare che, sommato a quello del passo 1, il ripple totale sia accettabile. In caso contrario ripetere dal passo 1 ipotizzando un diverso ΔV.

Anche in questo caso, come al solito, è possibile utilizzare un condensatore leggermente sovradimensionato rispetto ai calcoli precedenti a scapito ovviamente del costo e dell'ingombro.

Calcoliamo ora la dissipazione di potenza nel condensatore, dovuta all'ESR. Applichiamo la nota formula della dissipazione di potenza nelle resistenze:

$$P_{DISS,C} = I_{RMS}^2 * ESR$$

cioè, nel nostro esempio:

$$P_{DISS,C} = 0,214^2 * 0,117 = 5,3mW$$

Noterete che questa è solo una piccola parte

delle perdite totali, che avevamo stimato nella prima puntata pari a 0,16W, quindi possiamo trascurarla (ma è sempre bene verificarla!).

TIPI DI CONDENSATORE

Nella stragrande maggioranza dei casi, negli alimentatori switching, come condensatori di uscita e di ingresso sono utilizzati condensatori elettrolitici 105°.
Tuttavia in alcuni casi, dove è richiesto un piccolo ingombro e/o alte correnti di ripple a basse tensioni, sono utilizzati anche condensatori al tantalio solido e addirittura ceramici.
Una "graduatoria" dei vari tipi di condensatore è riportata nella tabella sotto.

Per fare un esempio, considerando due condensatori della stessa capacità 1000µF/63V, l'ESR per un tipo 2 vale 0,249Ω mentre per un tipo 3 scende a 0,036Ω! Analogamente la massima corrente di ripple passa da 1,2A a 2,8A. Per i tipo 4, come gli OS-CON della Sanyo, pensate che un piccolo 100µF/20V ha un ESR di 0,030Ω e una massima corrente di ripple di ben 3,2A, il tutto in un contenitore di soli 10mm di diametro!
Per fare una prova con un condensatore speciale, ho sostituito il condensatore di uscita elettrolitico 10µ/35V con un gigantesco poliestere da 4,7µF/250V ottenendo, a massimo carico, l'oscillogramma di figura 10.
Nota bene: è necessario scollegare il circuito di controllo, perché il suo funzionamento a burst produce disturbi molto più elevati del ripple che vogliamo visualizzare.
Nella figura 10 non è più visibile il contributo legato all'ESR (le linee praticamente verticali del grafico del ripple nella puntata precedente). Per il contributo al ripple dovuto alla capacità ideale, dalla Formula 1, imponendo il valore del condensatore a 4,7µF, si ottiene per il ripple teorico:

$$\Delta V = I * \Delta t / C = 0{,}12 * 2{,}75 * 10^{-6} / 4{,}7 * 10^{-6} = 70mV$$

in perfetto accordo con la misura.

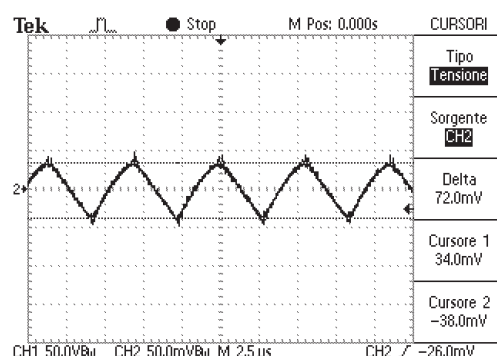
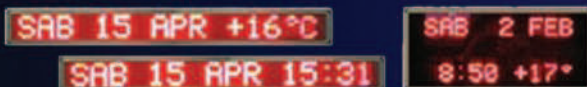



Figura 10 *Ripple di tensione con condensatore di uscita poliestere 4,7µF/250V*

CONCLUSIONE

Nella prossima puntata presenterò la tipologia buck ed un vero alimentatore riduttore da 12V a 5V, ad alta corrente, utile se dovete alimentare apparecchiature logiche a partire da una batteria al Piombo come quella dell'automobile. L'alimentatore avrà il sistema di controllo PFM realizzato con un integrato commerciale, l'MC34063 della ON Semiconductor.
Infine, riprenderemo il discorso teorico parlando di perdite nei diodi e negli interruttori MOSFET e BJT.

Costo e qualità	Tipo Condensatore	Note
1	Elettrolitico 85° standard	Non usare. Non è mai riportato l'ESR.
2	Elettrolitico 85° alta qualità	Usare solo se viene riportato il valore di ESR.
3	Elettrolitico 105° standard	Impiego universale.
4	Elettrolitico 105° speciale	Bassissimo ESR. Usare in casi speciali.
5	Tantalio solido	Bassissimo ESR. Usare in casi speciali. Bassa tensione.
5	Ceramico	Bassissimo ESR. Usare in casi speciali. Bassa tensione.

Applicazione embedded

Vedremo in questa puntata l'implementazione di un "simulatore di PLC". Per simulatore si intende semplicemente un programma in Visual basic 6.0 che ne simula il comportamento, non tratteremo quindi di linguaggi Ladder e similari. Verrà dettagliatamente descritta la sua struttura a livello di codice, nella stessa maniera di come è stato fatto per l'implementazione del Master/Slave ModBus della scorsa puntata. Nel sito di Fare Elettronica troverete il suo codice sorgente, unitamente a quello della parte di supervisione che sarà descritto nelle prossime puntate.

In elettronica industriale uno strumento che viene pesantemente utilizzato è il PLC, la cui sigla significa **C**ontrollore **L**ogico **P**rogrammabile e la cui configurazione tipica possiamo osservare in figura 1:

- **Parte di controllo:** si occupa di eseguire il codice del programma in essa caricato (normalmente memorizzato in una memoria di tipo flash), di colloquiare con i moduli degli ingressi e delle uscite ad esso collegati, di colloquiare con il sistema di supervisione posto normalmente in un PC e collegato via rete Ethernet al PLC.
- **I moduli:** possono essere ingressi digitali, uscite digitali, ingressi analogici, uscite analogiche, ingressi per sonde PT100 (misurazioni di temperatura), uscite per controllo assi (utilizzati per controllare macchine utensili), encoder incrementali per determinare la posizione, in un intervallo di tempo, di una parte in movimento (motori, assi, ecc.).

Il PLC è normalmente dotato anche di un collegamento di tipo seriale per la sua programmazione.

Questo software simula la gestione/supervisione di una barca ed è comprensivo sia della parte PLC che di quella di supervisione.
La parte che esamineremo in questa puntata simula il comportamento di un PLC e serve per testare il funzionamento della parte supervisione.

In figura 2 è riportato lo screenshot del form principale in cui al centro ritroviamo il PLC di figura 1.

Nella parte alta vi sono i **LED** che identificano lo stato delle uscite digitali del **Modulo Uscite Digitali,** a destra troviamo i CheckBox collegati (virtualmente ovviamente) al **Modulo Ingressi Digitali.**
Lo stato degli ingressi digitali cambia, attivando il segno di spunta nei corrispondenti **CheckBox.**
Il segno di spunta corrisponde allo stato ON.
In basso troviamo gli Slider (Cursori) collega-

Simulatore PLC

Gianroberto Negri
info@gnrs.it

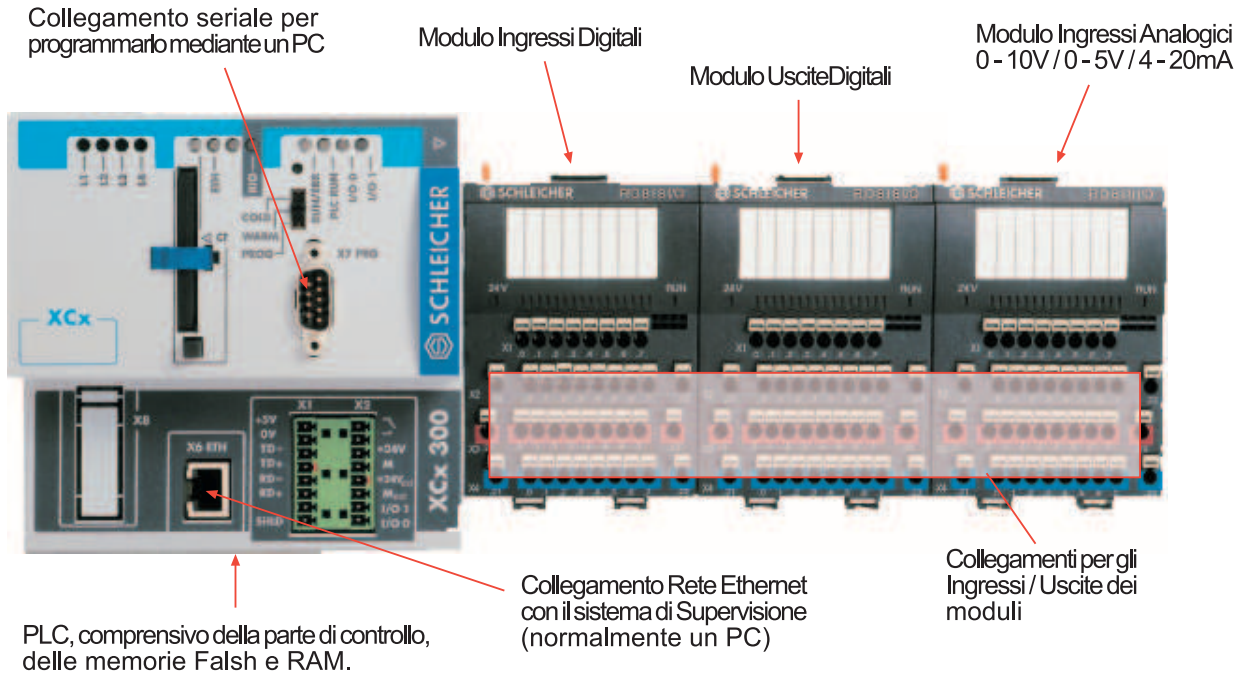



Figura 1 *Configurazione tipica di un PLC*

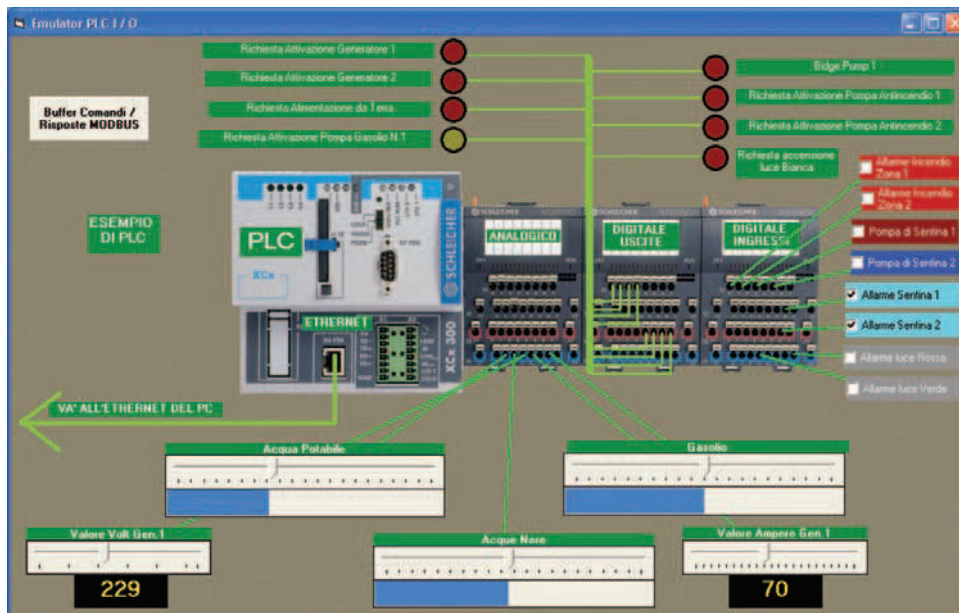



Figura 2 *Screenshot del simulatore PLC*

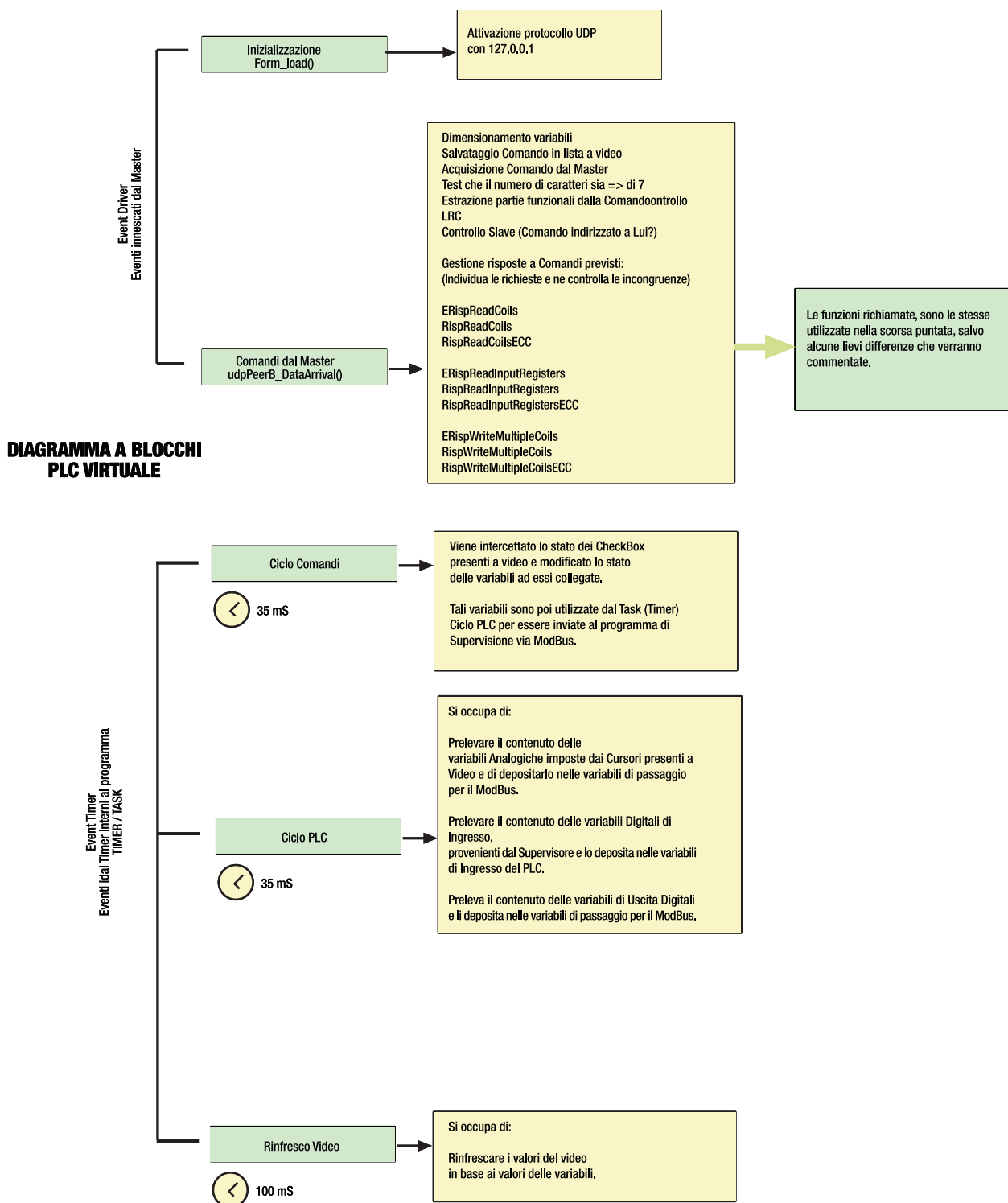



Figura 3 *Struttura del programma*

ti al **Modulo Ingressi Analogici.** I valori analogici si cambiano, muovendo i cursori.

In figura 3 è riportata la struttura interna del programma, vediamo di analizzarla in dettaglio. È divisa in due distinti blocchi:

- Event Driver
- Event Timer o Task

EVENT DRIVER

Il primo blocco è molto simile a quello dello Slave descritto nella scorsa puntata ed è suddiviso a sua volta in:

- Inizializzazione (Form_Load())
- Comandi dal Supervisore (udpPeerB_DataArrival())

L'inizializzazione attiva il colloquio UDP tra se stesso ed il supervisore, mentre la gestione comandi dal supervisore effettuata l'inizializzazione delle variabili si preoccupa di servire le richieste fatte dal Supervisore.

Le funzioni utilizzate sono già state analizzate nella precedente puntata e sono:

- Per la gestione di Read Coils (01h):
  - ERispReadCoils
  - RispReadCoils
  - RispReadCoilsECC
- Per la gestione di Read Input Registers (04h):
  - ERispReadInputRegisters
  - RispReadInputRegisters
  - RispReadInputRegistersECC
- Per la gestione di Write Multiple Coils (0Fh):
  - ERispWriteMultipleCoils
  - RispWriteMultipleCoils

- RispWriteMultipleCoilsECC

Esistono però alcune differenze:

- Nei parametri della funzione **RispReadCoils,** al posto del valore ritornato dalla funzione **CostruisciRispostaReadCoils** viene utlizzata la variabile **CoilsOUT** precaricata dalle funzioni CicloComandi e CicloPLC.
- Nei parametri della funzione **RispReadInputRegisters** il valore dell'ultimo parametro, che nello Slave era 2 (indicante il numero di Bytes trasmessi), passa a 10 poichè vengono trasmesse cinque word al posto di una.
- Internamente alla funzione **RispWriteMultipleCoils** cambiano le seguenti cose:
  - **DatiBIN(X) = FormatBinary2(HexToDec(DatiHex(X)))** diventa **DatiIN(X) = FormatBinary2(HexToDec(DatiHex(X)))**
  - Viene eliminata la parte di aggiornamento del video
- Nella funzione **ErispReadInputRegisters** il controllo tiene conto del fatto che le word sono diventate 5.
  Prima era una.
- La funzione **CostruisciRispReadInputRegisters** è stata modificata per gestire 5 word al posto di una nel seguente modo:

```
Public Function
CostruisciRispReadInputRegisters() As String
  CostruisciRispReadInputRegisters = WordOUT0
+ WordOUT1 + WordOUT2 + WordOUT3 + WordOUT4
End Function
```

EVENT TIMER O TASK

Occorre fare una premessa per spiegare questo altro blocco, introducendo il concetto di **Timer** o **Task.**
Quando si presenta la necessità di dover ripetere ciclicamente e ad intervalli regolari alcune azioni, senza intervento da parte dell'utente, in Visual Basic si ricorre al controllo **Timer.**
In altri linguaggi e/o sistemi operativi si ricorre invece ai **Task** che dal punto di vista del comportamento sono molto simili.

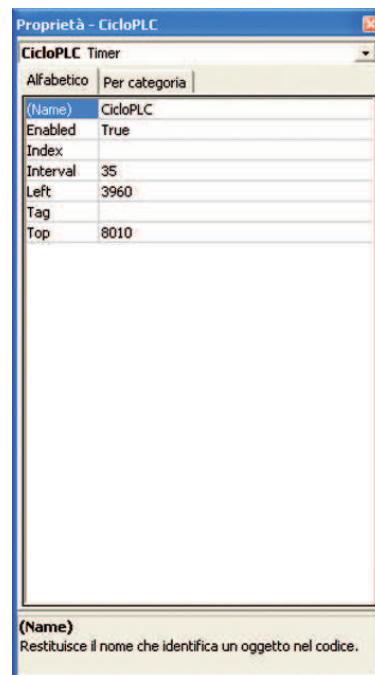



Figura 4 *Parametri controllo Timer*

Osservando lo screenshot in basso a sinistra, si notano tre icone con raffigurato un orologio, sono i controlli di tipo **Timer.**
Il loro utilizzo è molto semplice, una volta posizionati nel form, si preme il tasto F4.

Nelle proprietà del controllo selezionato troviamo un insieme di parametri da impostare per utilizzarlo, vediamo quali sono:

- **Enabled:** un valore True rende attivo il controllo, False lo ferma.
- **Interval:** il valore impostato determina ogni quanti millisecondi la funzione ad esso collegata viene eseguita.
  I valori utilizzati nel programma sono i seguenti:
  - Timer **CicloPLC** 35 millisecondi
  - Timer **CicloComandi** 35 millisecondi
  - Timer **RinfrescoVideo** 100 millisecondi

Vediamo ora in dettaglio ognuna delle funzioni richiamate dai controlli **Timer,** iniziando da **CicloComandi:**

```
Private Sub CicloComandi_Timer()
  If Me.VIDFire1.Value = 1 Then
    Fire1 = "1"
  Else
    Fire1 = "0"
  End If
  If Me.VIDFire2.Value = 1 Then
    Fire2 = "1"
  Else
    Fire2 = "0"
  End If
  If Me.VIDPump1.Value = 1 Then
    Pump1 = "1"
  Else
    Pump1 = "0"
  End If
  If Me.VIDPump2.Value = 1 Then
    Pump2 = "1"
  Else
    Pump2 = "0"
  End If
  If Me.VIDWaterAllarm1.Value = 1 Then
    WaterAllarm1 = "1"
  Else
    WaterAllarm1 = "0"
  End If
  If Me.VIDWaterAllarm2.Value = 1 Then
    WaterAllarm2 = "1"
  Else
    WaterAllarm2 = "0"
  End If
  If Me.VIDLuceREDAlarm.Value = 1 Then
    LuceREDAlarm = "1"
  Else
    LuceREDAlarm = "0"
  End If
  If Me.VIDLuceGREENAlarm.Value = 1 Then
    LuceGREENAlarm = "1"
  Else
    LuceGREENAlarm = "0"
  End If
End Sub
```

In essa viene utilizzato un trucco.
Osservando il codice avrete senz'altro notato la parola chiave **Me.** davanti al nome di alcune variabili. Questa significa che si sta facendo riferimento diretto alla videata attiva in quel momento.
Questa è una tecnica molto comoda, in fase di scrittura del codice, per attivare l'autocompletamento da parte di VisualBasic, senza dover ridigitare il nome delle variabili presenti a video.

Detto questo proseguiamo.
La funzione svolge il compito di controllare ciclicamente, ogni 35 millisecondi, lo stato dei CheckBox presenti a video.
Nel caso in cui siano spuntati, modifica anche il valore delle variabili corrispondenti. Prendiamo ad esempio il CheckBox **VIDFire1**, questo, se spuntato, fa si che il contenuto della variabile **Fire1** viene caricato con "1", altrimenti con "0".

Proseguiamo con la funzione CicloPLC:

```
Private Sub CicloPLC_Timer()
  Dim X As Integer
 '---------------------------------------
 ' Analogiche OUT
 '---------------------------------------
 ' Word 0
 FreshWater=Me.SliderFreshWater.Value
 ' Word 1
 Generator1Volt=Me.SlideGenerator1Volt.Value
 ' Word 2
 BlackWater=Me.SliderBlackWater.Value
 ' Word 3
 TankFuel=Me.SliderTanksFuel.Value
 ' Word 4
 Generator2Ampere =
      Me.SliderGenerator1Ampere.Value
 '---------------------------------------
 ' Word 0
 WordOUT0=Right("0000" + Hex(FreshWater), 4)
 ' Word 1
 WordOUT1=Right("0000"+Hex(Generator1Volt), 4)
 ' Word 2
 WordOUT2=Right("0000" + Hex(BlackWater), 4)
 ' Word 3
 WordOUT3=Right("0000" + Hex(TankFuel), 4)
 ' Word 4
 WordOUT4=Right("0000" +
```

```
    Hex(Generator1Ampere),4)
'---------------------------------------
' Digitali IN
' Estrae i Bit dalla stringa binaria
'---------------------------------------
CoilsIN = DatiIN(1)
If Len(CoilsIN) > 0 Then
  For X = 0 To 7
    ByteIN(X) = Mid(CoilsIN, X + 1, 1)
  Next X
                                  ' Byte 0
  Generator1 = ByteIN(7)          ' Bit 7
  Generator2 = ByteIN(6)          ' Bit 6
  ShorePower1 = ByteIN(5)         ' Bit 5
  PumpA1 = ByteIN(4)              ' Bit 4
  BildgePump1 = ByteIN(3)         ' Bit 3
  AntiFire1 = ByteIN(2)           ' Bit 2
  AntiFire2 = ByteIN(1)           ' Bit 1
  WhiteLight = ByteIN(0)          ' Bit 0
End If
'-------------------------------------
' Digitali OUT
'---------------------------------------
                                ' Byte 0
ByteOUT(7) = Fire1              ' Bit 7
ByteOUT(6) = Fire2              ' Bit 6
ByteOUT(5) = Pump1              ' Bit 5
ByteOUT(4) = Pump2              ' Bit 4
ByteOUT(3) = WaterAllarm1       ' Bit 3
ByteOUT(2) = WaterAllarm2       ' Bit 2
ByteOUT(1) = LuceREDAlarm       ' Bit 1
ByteOUT(0) = LuceGREENAlarm     ' Bit 0
'--------------------------------------
' Costruisce la stringa binaria e la
' converte in esadecimale.
'--------------------------------------
CoilsOUT = ""
For X = 0 To 7
  CoilsOUT = CoilsOUT + ByteOUT(X)
Next X
End Sub
```

Si occupa di prelevare e depositare ciclicamente, ogni 35 millisecondi, il contenuto delle variabili utlizzate per l'elaborazione e/o visualizzazione, con le variabili utilizzate nella gestione del ModBus.

In pratica carica i valori delle variabili inerenti agli ingressi analogici nelle variabili WordOUT0÷WordOUT4.
Estrae la i bit dalla stringa proveniente dal supervisore e ne deposita i valori nelle variabili legate ai LED presenti nel form.
Costruisce la stringa di uscita con i valori contenuti nelle varibili di uscita legate ai CheckBox.

Vediamo ora l'ultima funzione **RinfrescoVideo** che, come descrive il nome, si occupa di rinfrescare ciclicamente, ogni 100 millisecondi, il video, utilizzando il contenuto delle variabili precaricato dalla funzione **CicloPLC**.

```
Private Sub RinfrescoVideo_Timer()
 '---------------------------------------
 ' variabili video OUT
 '---------------------------------------
 ' Word 0
 VIDFreshWater=Me.SliderFreshWater.Value
 ' Word 1
 VIDGenerator1Volt =
     Me.SlideGenerator1Volt.Value
 ' Word 2
 VIDBlackWater=Me.SliderBlackWater.Value
 ' Word 3
 VIDTankFuel=Me.SliderTanksFuel.Value
 ' Word 4
 VIDGenerator1Ampere =
     Me.SliderGenerator1Ampere.Value
 '---------------------------------------
 ' Digitali IN
 '---------------------------------------
 If Generator1 = "1" Then          ' Bit 7
   Me.VIDGenerator1.BackColor = &HFF&  'on
 Else
   Me.VIDGenerator1.BackColor = &H80&  'off
 End If
 If Generator2 = "1" Then          ' Bit 6
   Me.VIDGenerator2.BackColor = &HFF&  'on
 Else
   Me.VIDGenerator2.BackColor = &H80&  'off
 End If
 If ShorePower1 = "1" Then         ' Bit 5
   Me.VIDShorePower1.BackColor = &HFF&  'on
 Else
```

```
    Me.VIDShorePower1.BackColor = &H80&   'off
  End If
  If PumpA1 = "1" Then                ' Bit 4
    Me.VIDPump1.BackColor = &HFF&    'on
  Else
    Me.VIDPump1.BackColor = &H80&    'off
  End If
  If BildgePump1 = "1" Then          ' Bit 3
    Me.VIDBildgePump1.BackColor = &HFF&   'on
  Else
    Me.VIDBildgePump1.BackColor = &H80&   'off
  End If
  If AntiFire1 = "1" Then             ' Bit 2
    Me.VIDAntiFire1.BackColor = &HFF&   'on
  Else
    Me.VIDAntiFire1.BackColor = &H80&    'off
  End If
  If AntiFire2 = "1" Then            ' Bit 1
    Me.VIDAntiFire2.BackColor = &HFF&    'on
  Else
    Me.VIDAntiFire2.BackColor = &H80&    'off
  End If
  If WhiteLight = "1" Then             ' Bit 0
    Me.VIDWhiteLight.BackColor = &HFF&   'on
  Else
    Me.VIDWhiteLight.BackColor = &H80&   'off
  End If
  '---------------------------------------
  ' Digitali OUT
  '---------------------------------------
                                      ' Byte 0
  If Me.VIDFire1.Value = 1 Then       ' Bit 7
    Fire1 = "1"
  Else
     Fire1 = "0"
  End If
  If Me.VIDFire2.Value = 1 Then       ' Bit 6
    Fire2 = "1"
  Else
    Fire2 = "0"
  End If
  If Me.VIDPump1.Value = 1 Then       ' Bit 5
    Pump1 = "1"
  Else
    Pump1 = "0"
  End If
  If Me.VIDPump2.Value = 1 Then       ' Bit 4
    Pump2 = "1"
  Else
    Pump2 = "0"
  End If
  If VIDWaterAllarm1.Value = 1 Then ' Bit 3
    WaterAllarm1 = "1"
  Else
    WaterAllarm1 = "0"
  End If
  If VIDWaterAllarm2.Value = 1 Then ' Bit 2
    WaterAllarm2 = "1"
  Else
    WaterAllarm2 = "0"
  End If
  If VIDLuceREDAlarm.Value = 1 Then ' Bit 1
    LuceREDAlarm = "1"
  Else
    LuceREDAlarm = "0"
  End If
  If Me.VIDLuceGREENAlarm.Value=1 Then 'Bit 0
    LuceGREENAlarm = "1"
  Else
    LuceGREENAlarm = "0"
  End If
End Sub
```

Viene anche utilizzata per attuare un altro trucco. La barra progressiva posta sotto alcuni dei cursori, indicante graficamente la percentuale del valore impostato con il cursore stesso, viene normalmente aggiornata solo quanto si rilascia il cursore.
Utilizzando un Timer, invece, viene aggiornata ciclicamente ogni 100 millisecondi, ottenendo un effetto grafico molto più accattivante.

L'utilizzo di Timer permette ad ognuno di essi di svolgere indipendentemente il proprio compito, interagendo con il resto dell'applicazione.
Nella realtà un PLC si comporta nello stesso modo, utilizzando al suo interno vari Task che si occupano ognuno di gestire il proprio compito in maniera indipendente dal ciclo principale del PLC stesso.

Bene, anche per questa puntata abbiamo terminato, arrivederci alla prossima dove andremo alla scoperta della parte di supervisione.

Alimentatori a caduta

Alimentatori a caduta capacitiva, ovvero: come risolvere elegantemente ed a poco costo, tutti quei piccoli problemi d'alimentazione a bassissima potenza e rinfrescare le conoscenze sui condensatori.

Quante volte vi sarà capitato di dover alimentare spie di segnalazione, luci di cortesia o piccoli carichi direttamente dalla presa di corrente ed esservi imbattuti in un assurdo: l'alimentatore risulta più grosso e complesso del carico stesso! Certo, una bella resistenza, un paio di diodi, un condensatore e magari uno Zener possono aiutare ma la potenza da dissipare sul resistore costringe all'utilizzo di grossi componenti da tenere ben sollevati dallo stampato con tanti saluti alla compattezza del circuito...
Un trasformatore?
Si, certo... peccato che il suo costo sia incomparabile rispetto al Led che deve alimentare.
E allora?
Allora ecco che dove non arriva la forza bruta, gli studi scolastici stravincono: un bel condensatore ed è tutto risolto!

IL CONDENSATORE

Spesso bistrattato, il condensatore copre un ruolo fondamentale nei circuiti elettronici. Usualmente si legge nelle liste componenti dei vari progetti, solo il valore capacitivo e la tensione di lavoro ma quasi mai la tecnologia costruttiva (plastico, ceramico od altro). Questo risulta molto strano, visto che la tecnologia influisce pesantemente sul comportamento del componente. Ad esempio, provate a costruire un lampeggiatore usando un ceramico con dielettrico Y5V: ammettendo di volere un lampeggio al secondo, ci troveremmo con un tempo più lungo quando fa caldo e più corto quando rinfresca! Ebbene si, pensavate di soffrire solo voi di metereopatismo?

Tecnologie costruttive

Partiamo dalla nozione base: un condensatore è costruito da due conduttori chiamati "armature" separati elettricamente da un isolante detto "dielettrico". Tutto qui. Tutto qui?!? Col cavolo! Se le armature sono dei conduttori, usando del rame oppure alluminio o addirittura oro si risolve il problema, ma per il dielettrico il discorso cambia in quanto la sua caratteristica o costante "dielettrica" influenza il comportamento in temperatura, frequenza e perdita. Quindi ci troviamo davanti ad una scelta: cosa piazzare in mezzo alle armature per ottenere la caratteristica cercata? Oggi i condensatori più comuni si dividono in tre grandi famiglie: ceramici, plastici ed elettrolitici. Successivamente ogni famiglia è composta da sotto insiemi dalle diverse caratteristiche. Ad esempio i plastici vantano dielettrici di tipo Teflon e vari polimeri. I ceramici si dividono in "Alta costante dielettrica" (X7R e Y5V sono i più comuni) e "Compensati" (C0G e U2J). Gli elettrolitici possono essere "Tantalitici" o ad altri elementi solidi, semisolidi e liquidi. In più, i condensatori possono essere costruiti in tecnologia a "disco" oppure "avvolti" o ancora "multistrato".
A questo punto ci rendiamo conto che il "sem-

di Massimiliano Premoli
mpremoli@tiscali.it

capacitiva

plice" condensatore non è, in verità, tanto semplice... In effetti il circuito equivalente è composto da diversi elementi quali resistenza, induttanza e capacità.

La capacità C, ovviamente, rappresenta la componente capacitiva; la resistenza R e l'induttanza L i componenti parassiti chiamati rispettivamente "Resistenza Equivalente" e "Induttanza Equivalente". Sotto questa nuova luce, notiamo che il condensatore è alla fine un circuito con una sua determinata funzione di trasferimento che dipende dalla frequenza, dalla temperatura e anche dalla tensione applicata.

Analisi in bassa frequenza

Vista la presenza di componenti reattivi nel circuito equivalente, si rende necessario affrontare l'analisi in due parti distinte: bassa e alta frequenza.
Il circuito equivalente di un condensatore in bassa frequenza diventa quello di figura 2.

La differenza rispetto al precedente è la mancanza dell'induttore in quanto il suo apporto è trascurabile (ricordiamo che un induttore in continua o bassa frequenza è un semplice conduttore) nel range di frequenze dalla continua alle decine di KHz. L'analisi si limita quindi a definire un'impedenza caratteristica del dipolo data da:

$$Z = R - j\frac{1}{2\pi FC}$$

dove R è il valore della resistenza equivalente, F è la frequenza applicata e C è il valore nominale della capacità. Per un condensatore di buona qualità, R è molto bassa (nell'ordine del milliOhm) quindi l'impedenza coincide con buona approssimazione alla reattanza cioè un valore "resistivo" dipendente dalla frequenza. In figura 4 è mostrato il comportamento tipico della reattanza per una capacità da 100nF.

Analisi in alta frequenza

In alta frequenza – dalle decine di KHz in su – il circuito equivalente da considerare è quello completo mostrato in figura 1. La sua impedenza ad una determinata frequenza è data da:

$$Z = R + j2\pi FL - j\frac{1}{2\pi FC}$$

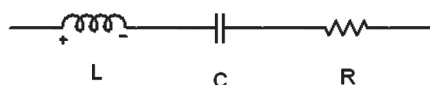



Figura 1 *Circuito equivalente del condensatore*

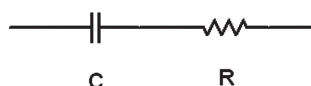



Figura 2 *Circuito equivalente del condensatore in BF*

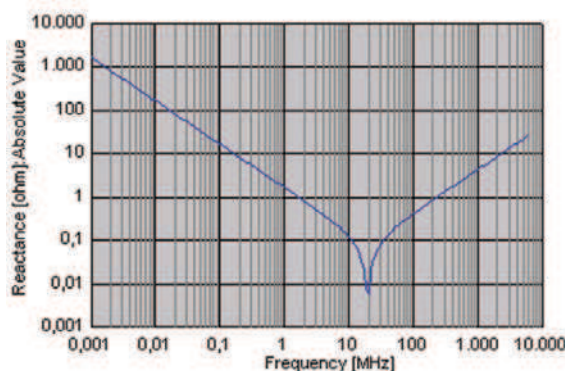



Figura 3 *Reattanza di un condensatore da 100nF*

dove R è sempre la resistenza equivalente, C la capacità nominale e L l'induttanza equivalente che è costituita dai terminali del componente e dalle sue connessioni interne. Analizzandone il comportamento in frequenza notiamo un andamento lineare e la presenza di un ginocchio: questo punto si chiama "frequenza di auto risonanza" o SRF (Self Resonant Frequency) e stabilisce la massima frequenza di utilizzo di quel particolare condensatore; anzi, per stare nel giusto, è meglio considerare come punto limite la SRF meno un 10% circa. Con questo semplice accorgimento, saremo sempre certi di far lavorare il componente come capacità e non come induttore o risonatore...

UN SEMPLICE ALIMENTATORE

Dopo la teoria è venuto il momento di un po' di pratica. Nel precedente paragrafo abbiamo capito il concetto di reattanza ed ora lo metteremo al nostro servizio. Poniamo di voler costruire una luce di cortesia per illuminare debolmente un passaggio, in modo che di notte non si sia costretti ad accendere la luce principale. Vista l'applicazione desideriamo che il circuito sia semplice, affidabile ed economico. In più, deve essere sufficientemente piccolo da essere inserito in un tappo cieco di dimensioni standard.

Essendo una luce di cortesia, sappiamo che sarà alimentata 24 ore il giorno per sette giorni alla settimana... Quindi deve consumare lo stretto indispensabile! Il seguente schema, allocabile in un tappo cieco risolve elegantemente il problema.

Elenco componenti	
Sigla	**Valore**
R1	470 Ω 1/2 W
C1	150 nF tensione maggiore di 400V tipo GRM55DR72J154K (Murata - SMD ceramico) oppure A50PH2150 (Arcotronics – Tradizionale poliestere)
D1, D2	Led 5mm rossi o verdi

Figura 4 Impedenza e SRF di un condensatore da 100nF

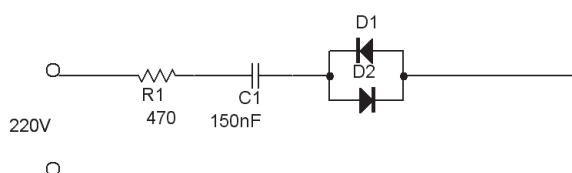



Figura 5 Schema elettrico della luce di cortesia

Come si può vedere il circuito è composto da solo quattro componenti. L'analisi risulta molto semplice: la resistenza R1 da 1/2 Watt serve per limitare la corrente in caso si alimenti il circuito nell'istante di massimo del semiperiodo positivo o negativo della tensione di rete: la capacità scarica offrirebbe una resistenza pari a zero e questo potrebbe far scattare il salvavita.

I due Led montati in opposizione si accendono alternativamente ad una frequenza di 50Hz. L'utilizzo di due Led offre una luce maggiore e più stabile che una soluzione a singolo emettitore. Ed eccoci alla capacità. La sua funzione è quella di produrre la necessaria caduta di tensione in modo da alimentare i Led; ricordiamo che questi semiconduttori necessitano di circa 2Volt e una decina di milliaAmpere per illuminarsi adeguatamente. Vediamo quindi come calcolare Il valore di questa capacità:

1. Calcolare la resistenza necessaria alla caduta di tensione voluta partendo dai seguenti dati:

- Tensione di rete = 220V +/- 20%
- Caduta sui Led = 2V
- Corrente di alimentazione = 10mA

$$R = \frac{220 + 20\% - 2}{10mA} = 26200\Omega$$

Notare che è stata considerata la condizione più gravosa per il circuito: la tensione di rete al massimo della tolleranza.
Questo serve a due scopi: il primo è quello di dimensionare il circuito in modo da evitare rotture in caso di sovratensione, il secondo è poter permettere la scelta dei valori dei vari componenti senza preoccuparsi troppo se si discostano dai valori calcolati.

2. Calcolare il valore di capacità che offre una reattanza a 50Hz uguale alla resistenza calcolata:

$$Xc = \frac{1}{2\pi FC} ==> C = \frac{1}{2\pi FXc} ==> C = \frac{1}{2\pi 50 * 26200} = 121,5nF$$

che possiamo tranquillamente arrotondare al valore commerciale di 150nF.
Molto importante notare che a parità di servizio reso (la caduta di tensione) la capacità ha una dissipazione di potenza praticamente nulla rispetto ad una eventuale resistenza (circa 3W!) visto che sul condensatore tensione e corrente sono sfasati di 90° e quindi un massimo di tensione equivale ad un minimo di corrente.
Attenzione: il condensatore DEVE avere una tensione di lavoro maggiore di 400V in quanto i picchi di rete possono superare i 370V.
Circa la tecnologia, consiglio o ceramiche di tipo X7R o plastici tipo Poliestere, visto che entrambi hanno una modesta variazione di capacità rispetto alla temperatura e quindi assicurano una luminosità stabile in tutte le condizioni climatiche.

Costruzione della luce di cortesia

Io ho utilizzato, come supporto per i componenti, una basetta preforata delle dimensioni interne di un tappo cieco serie Living International della BTicino.
Ho forato la plastica in corrispondenza dei due Led ed eliminato i piccoli supporti plastici interni per avere più spazio possibile. Una volta assemblati i pochi componenti, ho inserito il circuito nella plastica fissandolo sui bordi con del silicone.
La basetta è fissata in modo da lasciare spuntare solo di un paio di millimetri le teste dei due Led. Infine, ho assemblato la luce posizionandola di fianco ad una presa elettrica dalla quale prendo l'alimentazione.
Visto il consumo esiguo e l'assenza di calore dissipato (!!!) si può lasciare il circuito indefinitamente sotto tensione, sia di giorno che di notte. Come ultima nota desidero ricordare che il circuito NON è isolato e quindi deve essere maneggiato con estrema attenzione sia quando è sotto tensione sia quando lo si disconnette per eventuali misure: il condensatore da 150nF è caricato a più di 300V ed è in grado di dare una bella scossa, non letale, ma sicuramente fastidiosa.

BIBLIOGRAFIA

Molti spunti sono stati recuperati dai seguenti siti Internet: www.murata.com per informazioni sui condensatori ceramici e su software di simulazione, www.arcotronics.it per quelli elettrolitici ed in plastica. Per le immagini di prese e mascherine www.bticino.it

Figura 6 *Luce di cortesia montata*

Praticamente... Variatore di

In questo articolo viene trattato un semplice variatore di velocità ad alto rendimento per motori c.c a 12 ed a 24 Volt basato sulla PWM (Pulse Width Modulation).
Il circuito è particolarmente adatto ai fini didattici, potendo analizzare i segnali in più punti e seguirne l'evoluzione.
Accanto al circuito principale, vengono suggerite alcune interessanti varianti per far comprendere che la progettazione elettronica non è rigida, ma si presta ad infiniti adattamenti.

Quando si va alla ricerca di uno schema elettronico per risolvere un nostro problema, ci si può ritrovare in due condizioni estreme.La prima è quella di dover utilizzare un circuito integrato nuovissimo ed introvabile, con pochi o nessun componente esterno e senza possibilità di capire il principio di funzionamento e di variare le caratteristiche; la seconda è quella di ricorrere ai sacri testi scolastici dove abbondano spiegazioni, formule e grafici ma manca qualunque riferimento a dispositivi reali.
Questo articolo evita gli estremi e porta la questione "al centro", presentando un circuito classico, che utilizza componenti facilmente reperibili e su cui si possono fare rilievi pratici e considerazioni teoriche, che aiutano a capire ed a variare le caratteristiche in funzione delle esigenze.

I MOTORI IN CORRENTE CONTINUA

I motori in corrente continua più semplici hanno un rotore, dotato di avvolgimento, che ruota immerso in un campo magnetico generato da magneti permanenti (che costituiscono lo statore). L'avvolgimento di rotore (detto anche di "armatura") è alimentato dall'esterno attraverso delle spazzole (figura 1).
I motori in corrente continua hanno da una parte l'inconveniente dell'usura delle spazzole e dall'altra l'innegabile vantaggio di poter variare la velocità di rotazione in un campo molto ampio, essendo questa all'incirca proporzionale alla tensione di alimentazione.
Per questo motivo storicamente i motori in c.c. sono stati adottati nell'industria dove c'era la necessità di variare finemente la velocità in funzione di particolari lavorazioni e dove i motori ad induzione (o asincroni) mal si adattavano per la loro rigidità. Prima della comparsa dei dispositivi elettronici di potenza, la regolazione dei motori in c.c. era grossolana e dispendiosa (chi ricorda il famigerato gruppo Ward-Leonard?).

di Antonio Cecere
a.cecere@farelettronica.com

velocità PWM

In questo articolo viene presentato un sistema per variare la tensione di alimentazione dei motori in c.c. che presenta allo stesso tempo alto rendimento energetico, facilità di regolazione, dimensione ridotta e basso costo.

COME VARIARE LA TENSIONE?

Il modo più semplice per variare la velocità di un motore in c.c. è quello di inserire in serie all'alimentazione una resistenza variabile di caduta ("zavorra"), ma questa introduce alcuni inconvenienti. La tensione sul motore non è più stabile e la velocità risente molto della resistenza meccanica applicata sull'asse; inoltre la maggior parte dell'energia viene dissipata dalla resistenza e non utilizzata dal motore, e quindi il rendimento del sistema viene ridotto in modo non trascurabile (caso **A** della figura 2).

È possibile sostituire la resistenza di caduta con un transistor che lasci costante la tensione sul motore, ma risolto il problema della costanza della velocità, resta quello del rendimento: una quota importante di energia si perde in calore nel transistor (caso **B**).

La tecnica "a commutazione" o "switching" (caso **C**) risolve sia il problema del rendimento che quello della velocità costante. Tra la fonte di energia ed il carico non viene inserito un elemento zavorra, ma un contatto intermittente (in realtà un transistor funzionante alternativamente nelle condizioni ON-OFF). L'energia non viene fornita al carico a tensione ridotta costante, ma ad impulsi la cui durata viene opportunamente regolata in modo manuale o automatico.

Questo è possibile, perché l'alimentazione di un motore in c.c. presenta meno problemi di quella di un circuito elettronico; infatti un motore può essere alimentato ad impulsi o con una forma d'onda qualsiasi: la velocità dipenderà sempre dal valore medio della tensione.

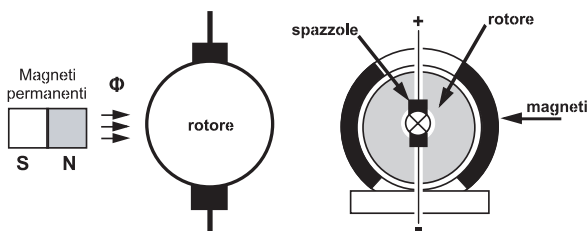



Figura 1 *Segno grafico e rappresentazione di un motore in c.c. a magneti permanenti*

SCHEMA DI PRINCIPIO

L'uscita di un oscillatore ad onda triangolare viene comparata da un amplificatore operazionale con una tensione continua che possiamo variare attraverso un partitore a potenziometro (figura 3). L'uscita dell'operazionale sarà un'onda quadra modulata in PWM, in cui la durata del livello alto varierà in modo "complementare" rispetto alla durata

Figura 2 *Sistemi per variare la tensione di alimentazione di un motore in c.c.*

del livello basso (cioè la somma dei due tempi sarà costante). L'onda quadra sarà utilizzata per pilotare un MOSFET, che a sua volta darà corrente al motore.
Nel circuito sono quindi presenti:

- Un generatore di onde triangolari.
- un partitore di tensione ad uscita variabile.
- un comparatore di tensione.
- un dispositivo di potenza.

CIRCUITO ELETTRICO

Tutte le funzioni di generazione e regolazione del segnale PWM sono realizzate da un unico circuito integrato, l'LM324, che contiene al suo interno quattro amplificatori operazionali.

generatore di onde triangolari
comparatore
dispositivo di potenza
+ Vcc
Vo
+ V
-V

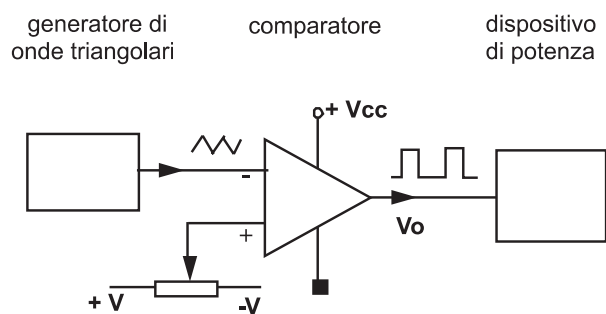



Figura 3 Schema di principio

Con riferimento al circuito di figura 4, gli operazionali U1A e U1D realizzano un generatore di onde triangolari con frequenza di circa 400 Hz. L'operazionale U1C genera una tensione di riferimento di 6 Volt, che funge da massa virtuale dell'oscillatore. Questa tensione è necessaria per poter utilizzare una singola alimentazione, invece che una alimentazione duale (± 12 Volt).
L'operazionale U1B è utilizzato come comparatore ed è la parte del circuito che genera gli impulsi a larghezza variabile. Il piedino 6 riceve una tensione variabile dal partitore formato da R6, VR1 e R7. Questa tensione è comparata con la tensione triangolare proveniente da U1D (piedino 14). Quando la tensione triangolare è più bassa di quella del partitore, allora U1B produrrà in uscita una tensione a livello alto; al contrario quando la tensione triangolare è più alta, l'uscita di U1B sarà a livello basso (circa zero volt). Variando con il potenziometro VR1 la tensione al piedino 5, si varia in su e in giù il punto di incrocio con tensione triangolare e si modula con continuità la larghezza dell'impulso (figura 7). Le resistenze R6 e R7 sono scelte in modo che la rotazione del potenziometro coincida con l'intera escursione dal fermo alla massima velocità. Il transistor MOSFET Q1 funge da

Figura 4 Schema elettrico del regolatore

interruttore di potenza, che riceve gli impulsi modulati sul piedino di GATE e fa scorrere a impulsi la corrente tra i terminali SOURCE e DRAIN. Quando Q1 è in conduzione collega un terminale del carico al polo negativo dell'alimentazione, mentre l'altro terminale del carico è permanentemente collegato al positivo di alimentazione. Poiché non c'è un dispositivo di limitazione della corrente, bisogna stare attenti a che il carico non abbia i terminali in cortocircuito, perché così si danneggerebbe Q1.
Per quanto riguarda il resto dei componenti, il LED1 ha una luminosità variabile a seconda della larghezza degli impulsi, il diodo D1 sopprime le extratensioni generate dall'induttanza del motore, il condensatore C3 riduce i disturbi in radiofrequenza dovuti sia alla commutazione del transistor che alle spazzole del motore ed infine D2, C2 e C4 rendono la tensione di alimentazione dell'LM324 immune dagli effetti dell'assorbimento intermittente del carico.
Il circuito può essere adattato per pilotare motori a 24V: in questo caso si deve utilizzare un regolatore che abbassi la tensione di alimentazione da 24 a 12 Volt per alimentare il circuito integrato U1. Nello schema proposto, il regolatore è costituito dal transistor Q2 (BC337) e dal diodo Zener D2 (13 V).
La scelta tra le due tensioni si realizza con un selettore a ponticelli (J1).
Ovviamente, se non si intende usare motori a 24 V, questi ultimi componenti possono essere omessi. Con i componenti in elenco, il circuito ha le seguenti caratteristiche:

- Tensione di alimentazione : 12 o 24V
- Corrente massima: 3 A
- Frequenza PWM: 400 Hz

- Assorbimento a vuoto a 12V con LED spento: 2 mA circa

COSTRUZIONE, COLLAUDO ED USO

Nel disegno del circuito stampato sono previsti dei pin per facilitare le misure ed i collaudi (Test Point da TP1 a TP4). Detti pin possono essere reperiti presso i rivenditori di componenti elettronici oppure realizzati con reofori ripiegati ad occhiello o, ancora, ricavati da un connettore a pettine. Inoltre è stato previsto lo spazio per il montaggio di un piccolo dissipatore per il transistor di potenza Q1 (figura 6), che si può omettere per correnti di carico inferiori a 3 A.
Per evitare la rottura dei terminali del potenziometro e delle piste su cui è saldato, si consiglia di fissare il potenziometro con una goccia di termocolla. Per il collaudo si consiglia di alimentare il circuito a 12 V rispettando le polarità, senza collegare il carico. Ruotare in senso orario e antiorario il potenziometro e osservare il LED, di cui si deve notare una variazione di luminosità. Se la luminosità varia, questo indica il buon funzionamento del circuito e pertanto si può collegare il carico. Se il LED dovesse restare sempre acceso o sempre spento, occorre controllare visivamente il circuito e scoprire gli errori.
Nessun allarme se notate che il motore “fischia” anche a basso numero di giri: questo è dovuto all’alimentazione ad impulsi a frequenza di 400Hz. Oltre che per la variazione di velocità dei motori in corrente continua, il circuito può essere utilizzato per la variazione di luminosità delle lampade a bassa tensione e per la regolazione di temperatura con resistenze di riscaldamento. Il circuito **non** è adatto alla regolazione dei motori in cor-

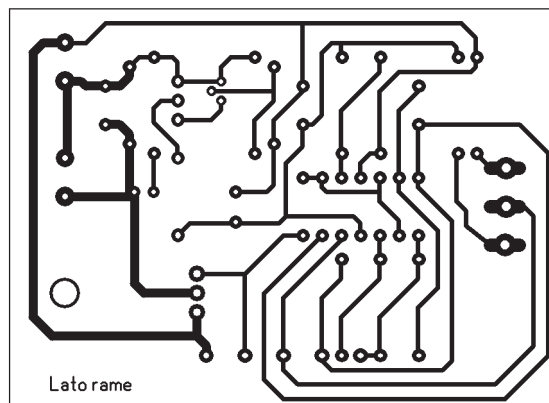



Figura 5 *Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)*

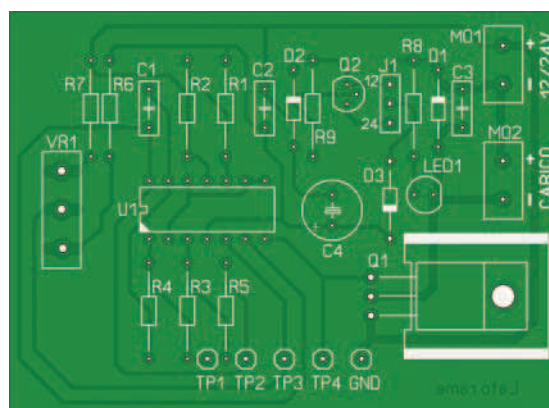



Figura 6 *Piano di montaggio dei componenti*

CHE COS’È UN AZIONAMENTO?

Il gruppo costituito dal motore elettrico e dai dispositivi elettronici di comando, regolazione e posizionamento è detto “azionamento” (PDS - Power Drive System). Esistono infiniti tipi di azionamenti, diversificati in base al tipo di motore da pilotare (in c.c., ad induzione, passo-passo, brushless, ecc.), in base alla regolazione che si vuole ottenere (velocità costante, potenza costante, coppia costante), in base alla potenza meccanica massima da sviluppare (oggi si arriva a centinaia di KW, ad esempio i motori elettrici dei treni) ed in base alla complessità dell’automazione in cui sono inseriti.
I dispositivi elettronici di potenza oggi disponibili (DIODI, BJT, MOSFET, IGBT, SCR, TRIAC) consentono di “azionare” motori di potenza sempre maggiore, potendo operare con tensioni e correnti sempre più alte.

rente alternata, né all'alimentazione di apparecchi elettronici (radio, walkman, ecc.).

PROVE

1° prova: con un oscilloscopio a doppia traccia visualizzare e confrontare le due forme d'onda in uscita da U1A e da U1D. Si rileverà un'onda quadra al piedino 1 (TP1) e un'onda triangolare sul piedino 14 (TP2). Le due forme d'onda, essendo generate dallo stesso oscillatore, hanno la stessa frequenza.

Elenco componenti	
Sigla	**Valore**
R1, R2, R5	47 KΩ 1/4 W
R3, R4	100 KΩ 1/4 W
R6, R7	3,9 KΩ 1/4 W
R8	1,2 KΩ 1/4 W
R9	2,2 KΩ 1/4 W
VR1	Potenziometro 10 KΩ lineare
C1	10 nF 50 V ceramico
C2, C3	100 nF 50 V ceramico
C4	470 µF 35 V elettrolitico
U1	LM324
Q1	IRF520
Q2	BC337
D1, D3	1N4004
D2	Zener 13 V 1 W
LED1	LED ROSSO 5 mm
J1	Selettore a 3 pin con 1 jumper
	Dissipatore per TO 220
MO1, MO2	Morsettiere per c.s. passo 5mm

2° prova: con l'oscilloscopio confrontare la tensione in uscita dal piedino centrale del potenziometro (TP3) e l'onda quadra in uscita dal comparatore (TP4): si verifica che, all'aumentare della tensione su TP3, si ottiene un aumento della durata degli impulsi in uscita dal comparatore (figura 7).

3° prova: con un voltmetro misurare la tensione ai capi del carico. La tensione misurata varia girando il potenziometro di regolazione.

VARIANTI AL CIRCUITO

Ecco alcune delle infinite varianti possibili al circuito proposto.

Prima variante

Chi non riesce a reperire il transistor MOSFET, può utilizzare un transistor tipo DARLINGTON (ad esempio il TIP131 oppure il BDW93C) collegato come nella figura 8, ricordando di inserire una resistenza da 10 KΩ in serie alla base. La tensione Vce di saturazione del DARLINGTON è però leggermente più alta della corrispondente Vds del MOSFET.

Seconda variante

Se la fonte di alimentazione lo permette, è possibile alimentare motori di maggiore potenza. Occorre sostituire il MOSFET indicato in elenco con un tipo a corrente più alta (per esempio il tipo STP 60N06), oppure montarne più di uno in parallelo.

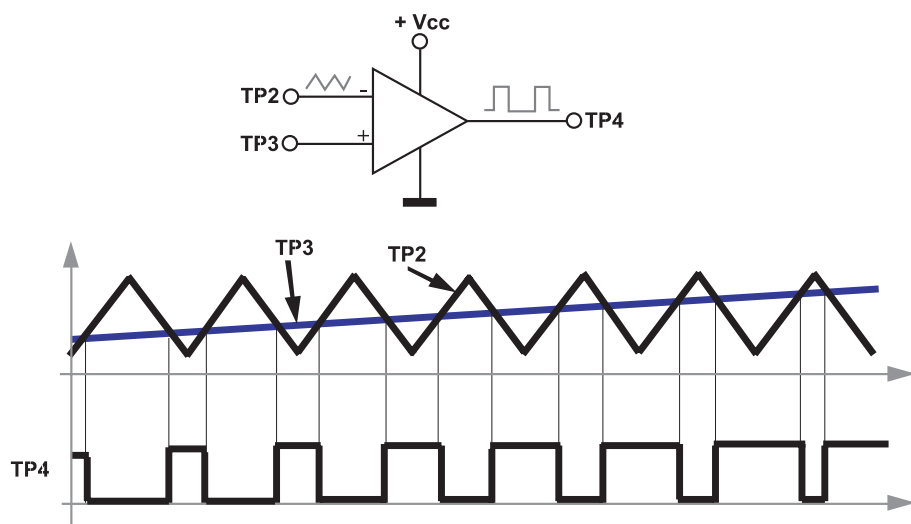



Figura 7 Forme d'onda rilevabili sul circuito

Terza variante

L'oscillatore ad onda triangolare può essere realizzato con il "solito" NE555 montato come oscillatore. L'onda è prelevabile direttamente sul condensatore di temporizzazione (figura 9). A dire il vero, l'onda non è perfettamente triangolare, ma il generatore PWM si accontenta.

Quarta variante

Il circuito di pilotaggio presentato è monodirezionale (cioè il motore gira in un solo verso), ma può essere trasformato in bidirezionale sostituendo il MOSFET di potenza con un "driver" a ponte (figura 10). Con il potenziometro in posizione centrale, il motore resta fermo. Ruotando il potenziometro nell'una o nell'altra direzione il motore girerà in avanti o all'indietro. Il circuito ha un unico e grave difetto: a motore fermo assorbe lo stesso energia.

RICERCA IN INTERNET

Ecco alcuni dei numerosi siti che trattano la PWM:

- www.homepower.com/files/pwmhp75.pdf
- www.discovercircuits.com/pwm.htm
- www.solorb.com/elect/solarcirc/pwm1/index.html

ESERCIZI A CASA PER I PIÙ BRAVI

1. Come si può realizzare praticamente un sistema di "retroazione" che stabilizzi con precisione la velocità?
2. Come si può, nella quarta variante, fare in modo che il motore non assorba energia quando è fermo?

Figura 8 Sostituzione del MOSFET con un DARLINGTON

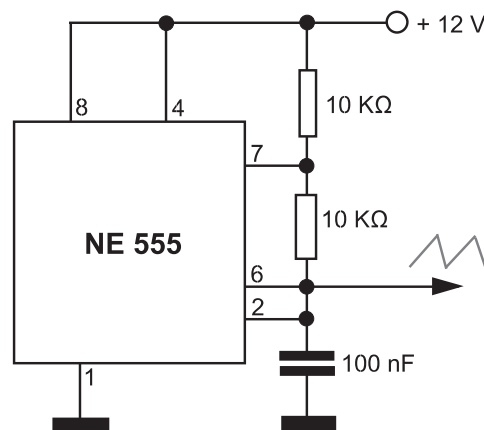



Figura 9 Oscillatore ad onda quasi triangolare realizzato con NE555

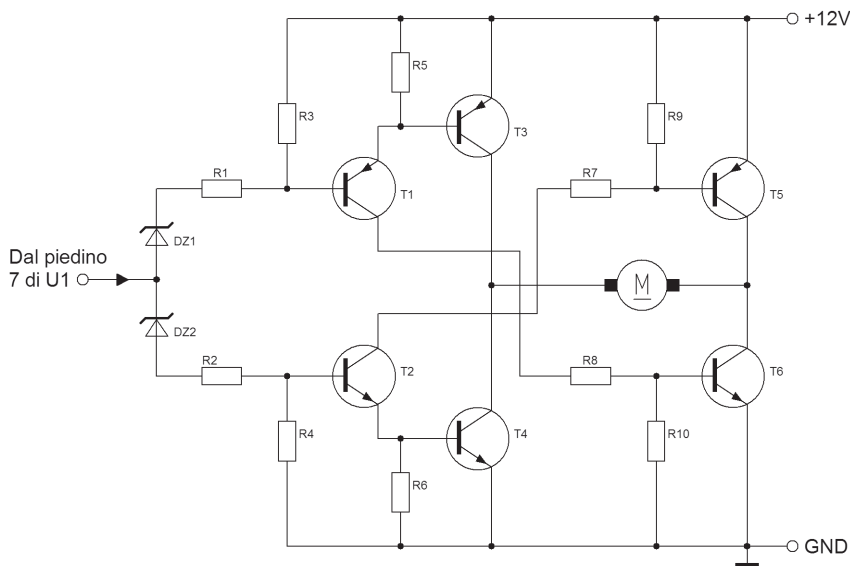



Figura 10 Driver a ponte per azionamento bidirezionale

R1, R2	4,7 KΩ 1/4 W
R3, R4	10 KΩ 1/4 W
R5, R6, R9, R10	2,2 KΩ 1/4 W
R7, R8	150 Ω 1/4 W
T1	BC327
T2	BC337
T3, T5	TIP42
T4, T6	TIP41
DZ1, DZ2	Diodi Zener 6.2 V 0,5 W

STRUMENTI di MISURA

Oscilloscopio digitale 2 canali 30 MHz

APS230 EURO 690,00

Compatto oscilloscopio digitale da laboratorio a due canali con banda passante di 30 MHz e frequenza di campionamento di 240 Ms/s per canale. Schermo LCD ad elevato contrasto con retroilluminazione, autosetup della base dei tempi e della scala verticale, risoluzione verticale 8 bit, sensibilità 30 µV, peso (830 grammi) e dimensioni (230 x 150 x 50 mm) ridotte, possibilità di collegamento al PC mediante porta seriale RS232, firmware aggiornabile via Internet. La confezione comprende l'oscilloscopio, il cavo RS232, 2 sonde da 60 MHz x1/x10, il pacco batterie e l'alimentatore da rete.

Oscilloscopio palmare

2 MHz

HPS10 EURO 185,00

Finalmente chiunque può possedere un oscilloscopio! Il PersonalScope HPS10 non è un multimetro grafico ma un completo oscilloscopio portatile con il prezzo e le dimensioni di un buon multimetro. Elevata sensibilità - fino a 5 mV/div. - ed estese funzioni lo rendono ideale per uso hobbystico, assistenza tecnica, sviluppo prodotti e più in generale in tutte quelle situazioni in cui è necessario disporre di uno strumento leggero a facilmente trasportabile. Completo di sonda 1x/10x, alimentazione a batteria (possibilità di impiego di batteria ricaricabile).

12 MHz

HPS40 EURO 375,00

Oscilloscopio palmare, 1 canale, 12 MHz di banda, campionamento 40 MS/s, interfacciabile con PC via RS232 per la registrazione delle misure. Fornito con valigia di trasporto, borsa morbida, sonda x1/x10. La funzione di autosetup ne facilita l'impiego rendendo questo strumento adatto sia ai principianti che ai professionisti.

HPS10 Special Edition

HPS10SE EURO 210,00

Stesse caratteristiche del modello HPS10 ma con display blu con retroilluminazione. L'oscilloscopio viene fornito con valigetta di plastica rigida. La fornitura comprende anche la sonda di misura isolata x1/x10.

Oscilloscopio LCD da pannello

Oscilloscopio LCD da pannello con schermo retroilluminato ad elevato contrasto. Banda passante massima 2 MHz, velocità di campionamento 10 MS/s. Può essere utilizzato anche per la visualizzazione diretta di un segnale audio nonchè come multimetro con indicazione della misura in rms, dB(rel), dBV e dBm. Sei differenti modalità di visualizzazione, memoria, autorange. Alimentazione: 9VDC o 6VAC / 300mA, dimensioni: 165 x 90mm (6.5" x 3.5"), profondità 35mm (1.4").

VPS10 EURO 190,00

ACCESSORI PER OSCILLOSCOPI:

PROBE60S - Sonda X1/X10 isolata
Larghezza di banda: 60MHz - Euro 28,00
BAGHPS - Custodia per oscilloscopi HPS10/HPS40 - Euro 18,00

Oscilloscopio digitale per PC

1 canale 12 MHz

PCS100A EURO 185,00

Oscilloscopio digitale che utilizza il computer e il relativo monitor per visualizzare le forme d'onda. Tutte le informazioni standard di un oscilloscopio digitale sono disponibili utilizzando il programma di controllo allegato. L'interfaccia tra l'unità oscilloscopio ed il PC avviene tramite porta parallela: tutti i segnali vengono optoisolati per evitare che il PC possa essere danneggiato da disturbi o tensioni troppo elevate. Completo di sonda a coccodrillo e alimentatore da rete.

Risposta in frequenza: 0Hz a 12MHz (± 3dB); canali: 1; impedenza di ingresso: 1Mohm / 30pF; indicatori per tensione, tempo e frequenza; risoluzione verticale: 8 bit; funzione di autosetup; isolamento ottico tra lo strumento e il computer; registrazione e visualizzazione del segnale e della data; alimentazione: 9 - 10Vdc / 500mA (alimentatore compreso); dimensioni: 230 x 165 x 45mm; Peso: 400g.

Sistema minimo richiesto: PC compatibile IBM; Windows 95, 98, ME, (Win2000 or NT possibile); scheda video SVGA (min. 800x600); mouse; porta parallela libera LPT1, LPT2 or LPT3; lettore CD Rom.

2 canali 50 MHz

PCS500A EURO 495,00

Collegato ad un PC consente di visualizzare e memorizzare qualsiasi forma d'onda. Utilizzabile anche come analizzatore di spettro e visualizzatore di stati logici. Tutte le impostazioni e le regolazioni sono accessibili mediante un pannello di controllo virtuale. Il collegamento al PC (completamente optoisolato) è effettuato tramite la porta parallela. Completo di software di gestione, cavo di collegamento al PC, sonda a coccodrillo e alimentatore da rete.

Risposta in frequenza: 50 MHz ±3dB; ingressi: 2 canali più un ingresso di trigger esterno; campionamento max: 1 GHz; massima tensione in ingresso: 100 V; impedenza di ingresso: 1 MOhm / 30pF; alimentazione: 9 ÷ 10 Vdc - 1 A; dimensioni: 230 x 165 45 mm; peso: 490 g.

Generatore di funzioni per PC

PCG10A EURO 180,00

Generatore di funzioni da abbinare ad un PC; il software in dotazione consente di produrre forme d'onda sinusoidali, quadre e triangolari oltre ad una serie di segnali campione presenti in un'apposita libreria. Possibilità di creare un'onda definendone i punti significativi. Il collegamento al PC può essere effettuato tramite la porta parallela che risulta optoisolata dal PCG10A. Può essere impiegato unitamente all'oscilloscopio PCS500A nel qual caso è possibile utilizzare un solo personal computer. Completo di software di gestione, cavo di collegamento al PC, alimentatore da rete e sonda a coccodrillo.

Frequenza generata: 0,01 Hz ÷ 1 MHz; distorsione sinusoidale: <0,08%; linearità d'onda triangolare: 99%; tensione di uscita: 100m Vpp ÷ 10 Vpp; impedenza di uscita: 50 Ohm; DDS: 32 Kbit; editor di forme d'onda con libreria; alimentazione: 9 ÷ 10 Vdc - 1000 mA; dimensioni: 235 x 165 x 47 mm.

Generatore di funzioni 0,1 Hz - 2 MHz

DVM20 EURO 290,00

Semplice e versatile generatore di funzioni in grado di fornire sette differenti forme d'onda: sinusoidale, triangolare, quadra, impulsiva (positiva), impulsiva (negativa), rampa (positiva), rampa (negativa). VCF (Voltage Controlled Frequency) interno o esterno, uscita di sincronismo TTL /CMOS, simmetria dell'onda regolabile con possibilità di inversione, livello DC regolabile con continuità. L'apparecchio dispone di un frequenzimetro digitale che può essere utilizzato per visualizzare la frequenza generata o una frequenza esterna.

Frequenzimetro digitale 1,3 GHz

Frequenzimetro/contatore in grado di lavorare con segnali fino ad 1,3 GHz; display a led con elementi a sette segmenti ad elevata luminosità; quattro possibili modalità d'uso: frequenzimetro, contatore, contatore totale, autotest; basso consumo; compatto e leggero; segnale di ingresso regolabile.

DVM13 EURO 225,00

Disponibili presso i migliori negozi di elettronica o nel nostro punto vendita di Rescaldina (MI).
Caratteristiche tecniche e vendita on-line: www.futuranet.it

V.le Kennedy, 96 - 20027 Rescaldina (MI)
Tel. 0331/576139 - Fax. 0331/466686

Disponibili numerosi modelli di multimetri, palmari e da banco. Per caratteristiche e prezzi visita la sezione *Strumenti* del nostro sito www.futuranet.it

Tutti i prezzi sono da intendersi IVA inclusa.

Febot: Facciamo

Abbiamo visto le specifiche del progetto, la scheda madre ed il firmware per la sua gestione. Nell'attesa di ricevere i vostri progetti, ne approfittiamo per fare il punto della situazione e dare spunti partendo anche dalle idee proposte nel forum di Fare Elettronica.

LE TRE LEGGI DELLA ROBOTICA

1. Un robot non può recar danno ad un essere umano, né permettere che, a causa della propria negligenza, un essere umano patisca danno.
2. Un robot deve sempre obbedire agli ordini degli esseri umani, a meno che contrastino con la Prima Legge.
3. Un robot deve proteggere la propria esistenza, purché questo non contrasti con la Prima o la Seconda Legge.

[Manuale di robotica, 56° edizione – 2058 d.C.]

Queste sono le tre Leggi della robotica impresse nel cervello positronico di tutti i robot nati dalla fantasia di Asimov fin dai primi anni '50. Non preoccupatevi, il nostro FEbot è ancora lontano da avere un cervello positronico e non sarà prodotto dalla *United States Robots and Mechanical Men Corporation* ovvero la casa produttrice che nei racconti fantastici di Asimov ambientati nel 2060, produce i più sofisticati modelli di robot umanoidi.
Il FEbot è qualcosa di semplice, progettato e costruito da chi ha l'hobby dell'elettronica e non ci saranno certo problemi a soddisfare le tre Leggi della robotica! Vediamo a che punto siamo, quali sono i dubbi e le idee riguardanti questo ambizioso progetto.

LA SCHEDA MADRE

Con il numero scorso è stata completata l'esposizione del progetto della scheda madre ed il relativo firmware. Per essere coerenti con lo scopo del progetto FEbot, la scheda madre è stata volutamente ridotta al minimo sia dal punto di vista hardware che software proprio per lasciare ampio margine di miglioramento.
Approfittiamo per rispondere ad alcune richieste dei lettori e pubblicare alcune utili osservazioni sul progetto della scheda madre.

Perché proprio 10cmX10cm?

La scelta delle dimensioni della scheda madre (e dei singoli moduli) di 10cmX10cm consente di avere un sistema modulare che si sviluppa in altezza e questo consente il fissaggio su una meccanica per il movimento (ruote, cingoli, ecc..) di dimensioni contenute. 100 cm² dovrebbero essere sufficienti a contenere un buon numero di componenti elettronici per consentire lo svolgimento di numerose funzioni.

Un ritratto di Asimov, uno dei più grandi autori di fantascienza dei nostri tempi

Priorità nel protocollo

"Nelle specifiche del progetto (FE 231) si dice che una comunicazione seriale deve iniziare solo dopo aver testato il segnale Busy_S. Se è

di Tiziano Galizia
t.galizia@farelettronica.com

e Maurizio Del Corso
m.delcorso@farelettronica.com

il punto

a livello basso vuol dire che il bus seriale è libero. Fin qui tutto bene, ma ciò non esclude dei problemi. Se il bus seriale è libero (Busy_S=0) è possibile che sia impegnato il bus parallelo (Busy_P=0). Se, in questa situazione, inizia una trasmissione seriale è probabile che il destinatario (scheda madre o periferica) sia occupato a ricevere/inviare dati sul bus parallelo e quindi ignori la mia trasmissione. Prima di iniziare una trasmissione, seriale o parallela, bisognerebbe verificare che entrambi i canali siano liberi".*

L'osservazione è giusta. Il protocollo "ufficiale" di comunicazione è però quello che usa il solo bus seriale. Il bus parallelo è stato previsto per applicazioni particolari o espansioni future. In quel caso sarà stabilita una priorità nella comunicazione per gestire al meglio lo scambio di dati.

Alimentatore migliorabile

"La parte dell'alimentatore della scheda madre mi sembra migliorabile. Dall'articolo mi sembra di capire che su un unico LM7805 da 1A dovrebbe passare tutta la corrente assorbita dal robot. Questo ovviamente permette di non aggiungere cavi esterni che dalla batteria raggiungono le schede di espansione. Inoltre sul disegno della scheda madre non sono previsti connettori aggiuntivi per questo scopo.
Quindi, abbiamo una batteria da 2 Ah che io sostituirei subito con delle batterie al ni-mh (che non hanno l'effetto memoria) o al limite al piombo. A questo punto perchè l'alimentatore non può erogare tutta la potenza della batteria, cioè 2A, invece di fermarsi al massimo a 1A visto il limite dei componenti impiegati? Inoltre le dimensioni minime dell'aletta impiegata su tale componente (le cui dimensioni tra l'altro non sono indicate)non facilitano certo il raffreddamento".

La scheda madre è solo un punto di partenza. Senza dubbio la parte di alimentazione è migliorabile, ci aspettiamo infatti il progetto di un modulo adibito esclusivamente all'alimentazione del FEbot. Ad ogni modo utilizzando l'alimentatore della scheda madre con batterie da 2 Ah e limitando l'assorbimento ad 1A, possiamo garantire due ore di funzionamento. Realizzando un modulo alimentatore sarà possibile integrare anche un sistema di raffreddamento più efficace, magari impiegando anche una ventola.

Accessibilità dei comandi

"Sono molto interessato al progetto di FEbot e vorrei dare un suggerimento. Spesso mi è capitato di avere a che fare con circuiti "modulari" ed ho spesso incontrato un problema: la posizione di "pulsanti e led" e quella dei "collegamenti e jumper". Infatti, capitava spesso che i led di segnalazione e i pulsanti di accensione/configurazione di un modulo venivano coperti dai cavi del modulo adiacente, inoltre, essendo sparsi un po' su tutti i lati della scheda, era praticamente impossibile tenerli tutti sotto controllo...
Per risolvere tale problema, ecco il mio suggerimento: se tra le specifiche del modulo si definisce anche che i jumper di collegamento alle "periferiche" devono essere posti su particolari lati (ad esempio lateralmente, se si pone il lato "bus" sotto) e led di segnalazione e pulsanti di configurazione sul lato restante (ad esempio sopra) e magari si impone anche la dimensione e la distanza tra i led, alla fine il lato superiore risulterà un "pannello di controllo" per l'intero robot e, cosa più importante, non vi saranno mai cavi che partiranno da quel lato!
Che ne pensate? Aggiungendo un piccolo vincolo sullo stampato, si otterrà un piacevole vantaggio!"

Un suggerimento molto costruttivo di cui tene-

re senz'altro conto. Non è comunque facile prevedere quanti LED e/o pulsanti potrà contenere un modulo.

IDEE IN CANTIERE

Raccogliamo alcune idee interessanti pubblicate sul forum del sito di Fare Elettronica e pervenute via email alla Redazione, con l'unico scopo di stimolare la vostra fantasia: una fantasia che sta già lavorando febbrilmente…
Giudicate voi!

Robot tagliaerba

"Stavo pensando di realizzare un robot taglia erba. So in parte come funziona quello visto in tv: il perimetro è segnalato da un cavo elettrico collegato ad una centralina; per la pioggia ha due grossi perni vicini che, probabilmente, quando piove chiudono un contatto; ha poi un sensore perché si vede un puntino come un led bianco sotto il muso, ma non so a cosa serva. Come lama usa un disco di ferro a 4 taglienti".

Torna a casa FEbot

"Una scheda che stavamo pensando per il FEbot "ruba" l'idea proprio al robot taglia erba che torna alla stazione di ricarica. Su roboitalia.com c'è un forum dedicato a questa idea chiaramente aperto a tutti ed abbiamo anche abbozzato qualche schema. Il principio di funzionamento si basa sul fatto che un conduttore percorso da corrente genera un campo magnetico, a questo punto con due sensori (due solenoidi) possiamo replicare quello che succede con gli "insegui linea".
Una differenza importante è che il campo magnetico ha un verso e quindi è come se la linea nera avesse le frecce. Il conduttore sarà ad esempio il perimetro del giardino e sarà sotterrato di pochi cm. Quando la scheda di controllo batteria (anche questa potrebbe essere un'idea) lancia l'allarme FEbot attiverà il ritorno a casa per la ricarica".

Le palline, per favore!

"Un'applicazione potrebbe essere un robot che raccoglie le palline sparse su un campo da golf, durante le esercitazioni".

Il GPS dei poveri

"Per rilevare la posizione del robot si potrebbe usare un sistema simile al GPS e ad un rilevatore di retromarcia per auto. Chiamiamolo *GPS dei poveri.* Il sistema si baserebbe su 4 trasmettitori posti agli angoli del campo e da un ricevitore sul robot. Ogni trasmettitore lavora sia a 433 Mhz che ad ultrasuoni come, ovviamente, anche il ricevitore. A turno ogni trasmettitore invia uno start a 433 Mhz seguito da un impulso ad ultrasuoni. Il ricevitore calcola il ritardo fra i due segnali determinando la distanza dal trasmettitore. Facendo la triangolazione sappiamo esattamente dove ci troviamo.
Una bussola elettronica completerebbe l'opera".

Pulizia strade

"Una bella idea per il FEbot è anche quella di installare il circuito elettronico e la motorizzazione su una aspirapolvere e lasciare che si occupi lui della pulizia dei grandi ambienti tipo i capannoni industriali, gli aeroporti, stazioni ecc. Si mettono 2 spazzole rotanti davanti che convogliano lo sporco al centro, sotto al robot, ove vi sarà una aspirapolvere che aspira la sporcizia che lì viene convogliata. Può essere utile per pulire i bordi delle strade o le piazze".

FEbot... ascoltami!

"Un'idea per il FEbot potrebbe essere quella di realizzare un modulo per il riconoscimento di comandi vocali. In questo modo si potrebbe interagire con gli altri moduli per usufruire delle varie funzioni semplicemente richiedendole a voce. Introducendo anche la sintesi vocale il FEbot potrebbe rispondere alle nostre richieste confermando le operazioni direttamente a voce".

CONCLUDIAMO

Come potete constatare idee e suggerimenti non mancano. Non abbiate timore di proporre i vostri progetti: è l'unico modo per portare avanti questa iniziativa che sta coinvolgendo un numero sempre maggiore di lettori.
Quindi munitevi di carta e penna o PC ed inviateci la vostra idea!

Riflettori su...

grifo® GMM AC Zero:

Potente ed economico mini modulo basato sul controllore Atmel AT89C51CC03. In un contenitore DIP da 40 piedini un completo modulo di elaborazione e controllo programmabile in-circuit con linguaggi evoluti come C e BASIC.

Il **GMM AC Zero** è un sistema integrato in grado di essere utilizzato direttamente sulla scheda di supporto dell'utente, come macro componente. Può essere alimentato a 5 Vdc ed a bordo scheda ha tutto ciò che serve per funzionare e per comunicare tramite una linea a livello TTL oppure in RS232.

È il componente ideale per risolvere problemi di automazione domestica: accensione e spegnimento luci, controllo riscaldamento e condizionamento, supervisione elettrodomestici e servizi elettrici, sistemi di sorveglianza e controllo accesso. A questo scopo è sufficiente provvedere, tramite una circuiteria esterna, a bufferare le linee di I/O disponibili. Nel caso non si voglia costruire questo tipo di interfaccia è possibile utilizzare il **GMB HR168** il quale provvede ad alimentare e bufferare le linee di I/O del GMM AC Zero con 16 ingressi optoisolati e visualizzati tramite led, che possono essere indifferentemente usati come ingressi NPN o PNP e 8 relais da 5A di uscita.

***Figura 1** Mini modulo Atmel GMM AC Zero con 64Kbyte di FLASH*

Molto interessante può essere l'utilizzo di questo mini modulo nel settore automobilistico, i cui impieghi possono essere: accensione e spegnimento luci, controllo riscaldamento e condizionamento, supervisione servizi elettrici, sistemi antifurto, diagnostica di funzionamento. Il mini modulo dispone inoltre di una linea di comunicazione CAN, a livello TTL, che è particolarmente indicata per effettuare delle sicure comunicazioni ad alta velocità.

SETTORE DIDATTICO E SPERIMENTAZIONE

Dato il suo basso prezzo il GMM AC Zero si presta egregiamente ad essere impiegato in ambito hobbistico e sperimentale. Da un punto di vista didattico è il componente ideale per sperimentare ed apprendere il funzionamento delle CPU con core 8051 ad un costo molto conveniente. A questo scopo è stata creata la scheda di supporto **GMM TST** che consente anche di poter cancellare e programmare il GMM AC Zero. Per effettuare questa operazione non occorre nessun programmatore esterno. La GMM TST, in abbinamento al programma **FLIP** della Atmel, distribuito gratuitamente, permette la cancellazione e successiva programmazione del GMM AC Zero, utilizzando il solo collegamento seriale ad un PC. È così possibile programmare, cancellare e riprogrammare innumerevoli volte il mini modulo effettuando tutte le sperimentazioni che si desiderano.

PROGRAMMI DI ESEMPIO

Con l'acquisto della scheda di sperimentazione GMM TST, vengono forniti, sotto

Mini Modulo Atmel AT 89C51CC03

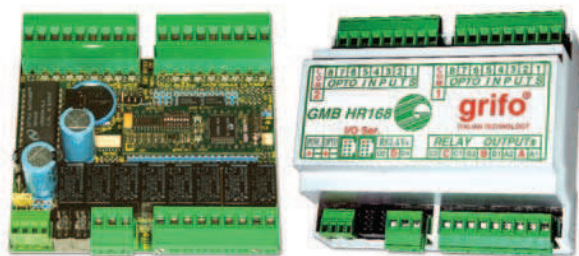



Figura 2 *Mini BLOCK HR168, completo di RTC e batteria al Litio, visto aperto con montato un mini modulo GMM AC Zero e chiuso*

forma di sorgenti, due completi programmi dimostrativi. I programmi sono forniti sia in BASIC sia C. I programmi, perfettamente funzionanti, sono bene documentati ed in Italiano. Il programma, tra le varie cose, fa la completa gestione di un pannello operatore con tanto di gestione della tastiera, del display lcd, Buzzer e linea RS232. Con questo programma si ha la possibilità non solo di capire, nei minimi dettagli, la gestione di un completo pannello operatore, ma anche quella di poterlo facilmente adattare alle proprie esigenze.
Il compilatore BASIC adoperato è l'ottimo ed economico **BASCOM-8051** la cui versione demo, in grado di gestire fino a 2K di codice, può essere scaricata dal sito della grifo®.
Il compilatore C adoperato, di cui può essere scaricata una versione demo dal sito della grifo®, è il compilatore semi-professionale **µC/51**. Di questo compilatore la versione Demo è in grado di generare fino ad 8K di codice, con i quali si possono generare programmi anche complessi.

CARATTERISTICHE RIASSUNTIVE GENERALI

A bordo della GMM AC Zero è disponibile tutto quello che può servire per affrontare le più disparate necessità che si possono presentare nell'affrontare le problematiche di controllo e di gestione in un moderno controllore. Per le caratteristiche tecniche è disponibile, direttamente dal sito grifo®, un succinto ma esauriente foglio tecnico e, per chi ha bisogno di maggiori approfondimenti, il completo e dettagliato manuale della scheda in Italiano. Tra le principali caratteristiche ricordiamo che il mini modulo è costruito su un contenitore DIP da 600 mil di larghezza con 40 piedini, consuma solo 26 mA ed accetta una alimentazione di 5 Vdc ±5%, monta un micro core 8051 con 64K di FLASH, 2,2K RAM, 2K FLASH per boot loader, 2K EEPROM e dispone 34 line di I/O. Dispone inoltre di 5 linee di PWM, 8 A/D da 10 bit, una tensione di riferimento, 3 Timer Counter, alcuni canali PCA, linea di comunicazione CAN (a livello TTL) e circuiteria di reset gestita dal MAX825. Una potente sezione UART con Baud Rate Generator, in grado di operare fino a 115K Baud, con linea di comunicazione settabile a livello TTL oppure in RS 232, ne completano la dotazione. Il Mini Modulo è impreziosito dalla presenza di due LED, in SMD di cui uno rosso e l'altro verde, che possono essere gestito direttamente dal software dalla CPU.

Per ulteriori informazioni

GRIFO®
Via dell'Artigiano, 8/6
40016 San Giorgio di Piano (BO)
Tel 051.892052 - Fax 051.893661
www.grifo.it - www.grifo.com

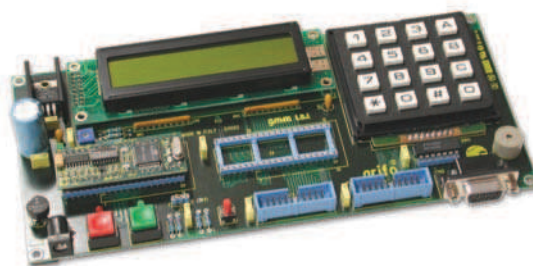



Figura 3 *Scheda di Test GMM TST con montato un GMM AC Zero.*

Scheda di richiesta abbonamento

Si, desidero abbonarmi a FareELETTRONICA a partire dal primo numero raggiungibile

FE - 235

Cognome ______________________ Nome ______________________

Azienda ______________________

Via ______________________ CAP ________ Città ______________________ Prov. ________

Tel. ______________ Fax ______________ email ______________________

Abbonamento: *(barrare la casella prescelta)*

( ) **Standard:** Mi abbono a Fare Elettronica per un anno (11 uscite) a soli € 39,00 anziché € 51,00

( ) **Rinnovo:** Sono già abbonato ed intendo rinnovare il mio abbonamento in scadenza. Fare Elettronica per un anno (11 uscite) a soli € 39,00 anziché € 51,00, il mio codice abbonamento è ______________________

( ) **Regalo:** Regalo ad un amico Fare Elettronica per un anno (11 uscite) a soli € 35,00 anziché € 51,00
Riservato agli abbonati, il mio codice abbonamento è ______________________

( ) **Scuole:** Cinque abbonamenti a Fare Elettronica per un anno (11 uscite) a soli € 156,00 anziché € 195,00
Riservato a Scuole ed Università

Pagherò con: *(barrare la casella prescelta)*

( ) **Bollettino postale**
Utilizzare il **C/C N. 22790232** intestato ad **Inware srl**, indicando nella causale **"Abbonamento a Fare Elettronica"**

( ) **Bonifico bancario**
Appoggiarlo su: **Poste Italiane - CIN: Z - ABI: 07601 - CAB: 01600 - C/C: 000022790232** intestato ad **Inware srl**

( ) **Carta di credito** VISA MasterCard American Express
Titolare: ______________________
Numero: ______________________ Scadenza: ___ / ___

Per completare l'attivazione dell'abbonamento, prego comunicare gli estremi (data e modalità prescelta) dell'avvenuto pagamento via telefono al numero (+39) 02.66504794 o via fax al numero (+39) 02.66508225

Firma ______________________

ABBONATI SUBITO!

- Compila il coupon e invialo via fax al numero 02.66508225
- Abbonati on-line: www.farelettronica.com
- Spedisci questo coupon in una busta chiusa a INWARE Edizioni - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
- Chiamaci al numero 02.66504794